

MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA

CONTROLE BASEADO EM LINEARIZAÇÃO POR REALIMENTAÇÃO DOS ESTADOS
APLICADO A UM SERVOPOSICIONADOR PNEUMÁTICO

por

Ricardo Murad Suzuki

Dissertação para obtenção do Título de
Mestre em Engenharia

Porto Alegre, maio de 2010

CONTROLE BASEADO EM LINEARIZAÇÃO POR REALIMENTAÇÃO DOS ESTADOS
APLICADO A UM SERVOPOSICIONADOR PNEUMÁTICOS

por

Ricardo Murad Suzuki

Engenheiro Mecânico

Dissertação submetida ao Corpo Docente do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, da Escola de Engenharia da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do Título de

Mestre em Engenharia

Área de Concentração: Processos de Fabricação

Orientador: Prof. Dr. Eduardo André Perondi

Aprovada por:

Prof. Dr. Arnaldo Ruben Gonzalez - PROMEC / UFRGS

Prof. Dr. Mauro André Barbosa Cunha - IFSul

Prof. Dr. Rafael Antônio Comparsi Laranja - PROMEC / UFRGS

Prof. Dr. Horácio A. Vielmo

Coordenador do PROMEC

Porto Alegre, 20 de maio de 2010

DEDICATÓRIA

Aos meus Pais, Hideo e Sara, e a minha irmã, Vivian, pelo apoio incondicional.

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, Hideo e Sara, pela amor e suporte incondicional.

A minha irmã, Vivian, pela sua confiança e paciência.

Ao meu orientador, Professor Eduardo André Perondi, pela orientação, paciência e dedicação.

Ao meus amigo e professor, Professor Mário Sobczyk, pelo aprendizagem e ajuda no desenvolvimento deste trabalho.

Aos professores do PROMEC por compartilhar seu conhecimento e ajudar no desenvolvimento dos alunos.

Aos colegas do GPFAI e LAMECC pelo conhecimento compartilhado.

Aos meus amigos e colegas da faculdade e de casa pela paciência e alegrias.

Ao CNPq e ao PROMEC pelo apoio para realização deste trabalho.s

RESUMO

Servoposicionadores pneumáticos são sistemas com tecnologia limpa, pois utiliza o ar comprimido como fluido de trabalho, leves, baratos e apresentam boa relação entre a capacidade de carga e a potência fornecida. Contudo, eles apresentam não-linearidades inerentes ao sistema pneumático, como efeitos devidos à compressibilidade do ar, ao atrito e vazamentos. Por estes motivos os controladores lineares mostram-se ineficientes para estes sistemas e é necessário utilizar estratégias de controle mais elaboradas, como, por exemplo, controle por redes neurais, controle com estrutura variável, controle adaptativo ou baseado em linearização por realimentação. Neste trabalho, foi estudada a aplicação do método de linearização por realimentação aliada ao método de controle por realimentação de estados e projeto por alocação de pólos ao controle de um servoposicionador pneumático. A estratégia de linearização por realimentação utiliza as estimativas das não-linearidades do modelo pneumático para linearizar o comportamento do servoposicionador pneumático e permitir o uso tanto de controladores lineares como não-lineares. A análise e prova das características de estabilidade completa do sistema em malha fechada com parâmetros conhecidos foi realizada, obtendo-se a garantia da convergência dos erros de seguimento para zero. Também foi realizada a análise de robustez, com a análise do comportamento do sistema frente às incertezas dos parâmetros estimados. Simulações e ensaios experimentais foram realizados para avaliar o comportamento e a eficiência do controlador proposto. Os resultados do controlador mostram-se promissores, com uma redução de aproximadamente 50% no erro de posição no seguimento de trajetória e na parada precisa com relação às técnicas lineares usualmente aplicadas a estes sistemas. Entretanto, no posicionamento percebe-se a influência do atrito, indicando que a sua compensação deve ser considerada em futuros desenvolvimentos.

Palavras-chave: Controle não-linear, linearização por realimentação, estabilidade, projeto por alocação de pólos, controle de servoposicionadores pneumáticos

ABSTRACT

"Feedback linearization control applied to a servo pneumatic positioning systems"

Pneumatic positioning systems are clean, lightweight, cheap and present a good rate between the payload and supply power. However, this system shows a highly non-linear behavior, caused mainly by the compression of the air and the friction force. Linear strategies do not present an efficient control in this kind of system and an improved design technique of control is needed, as neural network control, adaptive control, variable structure control or feedback linearization. In this work, it is developed the application of a feedback linearization control scheme integrated with the state feedback and pole placement method to a pneumatic positioning system. The feedback linearization strategy uses the non-linearities estimation of the pneumatic model to linearize the pneumatic positioning system and allow the use of linear or non-linear controls technique to control the behavior of the servopositioner. In this work, an analysis of the convergence properties of the closed-loop errors of the system when the proposed controller is employed is provided. It is shown that if the parameters are known than the system presents asymptotic convergence of the tracking errors to zero. The robustness properties analysis of the controller is also presented and the system behavior with the uncertainty parameters is analysed. Simulation and experimental tests were performed to assess the behavior and the efficiency of the feedback linearization control. The result of the proposed control shows to be promising on the reduction of position errors in trajectory tracking and in steady-state behavior. The tests show the presence of a strong influence of the friction force and that the friction comparison in techniques must be studied in further developments.

Keywords: Feedback linearization, Non-linear control, Stability, Pneumatic positioning systems, Pole placement

ÍNDICE

1	Introdução	1
1.1	Motivação	1
1.2	Objetivos	2
1.3	Estado da Arte	2
1.4	Fundamentação Teórica	8
1.4.1	Estabilidade dos Sistemas de Controle Projetados Através do Método de Alocação dos Pólos	9
1.4.2	Estabilidade dos Sistemas Não-lineares	9
1.4.3	Estabilidade Exponencial	10
1.5	Servoposicionador Pneumático	10
1.6	Organização do Trabalho	11
2	Modelagem Matemática	13
2.1	Dinâmica das Pressões nas Câmaras do Cilindro	14
2.2	Caracterização das Vazões Mássicas na Servoválvula	18
2.3	Dinâmica do Atuador	21
2.4	Atrito	21
3	Sistema de Controle	24
3.1	Espaço de Estados	24
3.2	Projeto por Alocação dos Pólos	28

3.3	O controle por Realimentação de Estados	31
3.4	Método de Linearização por Realimentação	34
3.5	Análise de Estabilidade do Controlador	37
3.6	Análise da Robustez	39
3.7	Conclusões do Capítulo	42
4	Materiais e Métodos	43
4.1	Equipamentos	43
4.1.1	Cilindro Atuador	44
4.1.2	Servoválvula Direcional	45
4.1.3	Trandutores de Posição	46
4.1.4	Trandutores de Pressão	47
4.1.5	Filtros de Ar	48
4.1.6	Interface de controle	48
4.1.7	Caracterização das Frequências de Corte de Filtragem	49
4.2	Valores dos Parâmetros da Bancada Experimental	50
4.2.1	Estimativa do Coeficiente de Atrito Viscoso	51
4.2.2	Caracterização do Transdutor de Posição	53
4.2.3	Caracterização do Transdutor de Pressão	53
5	Resultados e Discussões das Simulações e Experimentos	55
5.1	Parâmetros e Definições Utilizados nas Simulações e Experimentais	55
5.2	Trajetórias Desejadas	57
5.3	Simulações	59

5.3.1	Simulação do Seguimento da Trajetória Senoidal	59
5.3.2	Simulação do Seguimento da Trajetória Polinomial	66
5.4	Ensaio Experimentais	70
5.4.1	Ensaio Experimental Senoidal	70
5.4.2	Ensaio Experimental Polinomial	75
5.5	Conclusões do Capítulo.....	81
6	Conclusões	83
6.1	Trabalhos Futuros	84
	Referências Bibliográficas	85
	Apêndice A – Escoamentos de fluidos compressíveis em orifícios	89
	Apêndice B – Procedimento experimental para levantamento das curvas experimen- tais de vazão.....	91

LISTA DE FIGURAS

1.1	Servoposicionador Pneumático adaptado de Perondi, 2002	11
2.1	Servoposicionador Pneumático adaptado de Perondi, 2002	17
2.2	Estrangulamento da seção transversal de um duto	18
2.3	Equilíbrio de forças no êmbolo do cilindro atuador	22
2.4	Curva estática da força de atrito <i>versus</i> velocidade	23
3.1	Resposta típica em malha-fechada	29
3.2	Relação entre o Sobrepasso (S_r) <i>versus</i> Índice de Amortecimento - ξ	31
3.3	Frequência natural [rad/s] <i>versus</i> posição [m]	32
3.4	Realimentação dos estados completa, controle PVA - posição, velocidade e aceleração	33
3.5	Linearização por Realimentação	34
3.6	Linearização por Realimentação aplicada ao servoposicionador	36
4.1	Bancada pneumática experimental no LAMECC - UFRGS	43
4.2	Detalhe da bancada pneumática experimental no LAMECC - UFRGS	44
4.3	Desenho esquemático da servoválvula direcional utilizada	45
4.4	Curva estática da força de atrito <i>versus</i> velocidade	51
4.5	Atrito viscoso experimental	52
5.1	Trajatória senoidal - sinal de controle - Filtro Alto - sem filtragem de pós processamento - (experimental)	56
5.2	Trajatória senoidal - sinal de controle - Filtro Alto - filtrado - (experimental)	57

5.3	Trajétórias desejadas em posição [m]	58
5.4	Trajétória senoidal - erro de posição [m] (simulação)	60
5.5	Trajétória senoidal - erro de posição [m] (simulação)	60
5.6	Trajétória senoidal - sinal de controle - (simulação)	62
5.7	Trajétória senoidal - velocidade [m/s] - (simulação)	62
5.8	Trajétória senoidal - aceleração [m/s^2]- (simulação)	62
5.9	Trajétória senoidal - pressão [MP_a] - (simulação)	63
5.10	Trajétória senoidal - \hat{h} - (simulação)	63
5.11	Trajétória senoidal - Variação de Amplitude - Atrito Viscoso - (simulação)	64
5.12	Trajétória senoidal Variação de Amplitude - Atrito LuGre - (simulação)	65
5.13	Trajétória senoidal - Erro de posição com atrito viscoso com e sem filtro - (simulação)	66
5.14	Trajétória polinomial - erro de posição [m] (simulação)	67
5.15	Trajétória polinomial - erro de posição [m] (simulação)	67
5.16	Trajétória polinomial - sinal de controle - (simulação)	68
5.17	Trajétória polinomial - velocidade [m/s] - (simulação)	68
5.18	Trajétória polinomial - aceleração [m/s^2]- (simulação)	69
5.19	Trajétória polinomial - pressão [MP_a] - (simulação)	69
5.20	Trajétória polinomial - \hat{h} - (simulação)	70
5.21	Trajétória senoidal - erro de posição [m] - (experimental)	71
5.22	Trajétória senoidal - erro de posição [m] - (experimental)	72
5.23	Trajétória senoidal - sinal de controle - Filtro Alto - (experimental)	73
5.24	Trajétória senoidal - sinal de controle - Filtro Baixo - (experimental)	73
5.25	Trajétória senoidal - velocidade [m/s] - Filtro Alto - (experimental)	74

5.26	Trajectoria senoidal - aceleracao [m/s^2] - Filtro Alto - (experimental)	74
5.27	Trajectoria senoidal - pressao [bar] - Filtro Alto - (experimental)	75
5.28	Trajectoria senoidal - \hat{h} - Filtro Alto - (experimental)	75
5.29	Trajectoria polinomial - posicao [m] - Filtro Baixo - (experimental)	76
5.30	Trajectoria polinomial - erro de posicao [m] - Filtro Baixo - (experimental)	77
5.31	Trajectoria polinomial - sinal de controle - Filtro Baixo - (experimental)	77
5.32	Trajectoria polinomial - posicao [m] - Filtro Alto - (experimental)	78
5.33	Trajectoria polinomial - erro de posicao [m] - Filtro Alto - (experimental)	78
5.34	Trajectoria polinomial - sinal de controle - Filtro Alto - (experimental)	79
5.35	Trajectoria polinomial - velocidade [m/s] - Filtro Baixo - (experimental)	80
5.36	Trajectoria polinomial - aceleracao [m/s^2] - Filtro Baixo - (experimental)	80
5.37	Trajectoria polinomial - pressao [bar] - Filtro Baixo - (experimental)	81
5.38	Trajectoria polinomial - \hat{h} - Filtro Baixo - (experimental)	81
A.1	Vazao massica teorica [Perondi, 2002]	89

LISTA DE TABELAS

4.1	Características do atuador pneumático	45
4.2	Características da servoválvula direcional	46
4.3	Características do transdutor potenciométrico de posição linear	47
4.4	Características do transdutor de pressão relativa	47
4.5	Características do condicionar de ar	48
4.6	Características da dSPACE DS-1103	49
4.7	Características dos Filtros Digitais com frequências de corte baixas	49
4.8	Características dos Filtros Digitais com frequências de corte altas	50
4.9	Características do Filtro Digital de pós processamento	50
4.10	Valores numéricos dos parâmetros do sistema	51
5.1	Pólos do sistema desejado	55
5.2	Diferença do erro de posição no seguimento de trajetória simulada (RMS)	61
5.3	Resultado da trajetória senoidal em simulação com atrito viscoso e variação na amplitude	65
5.4	Resultado da trajetória senoidal em simulação com atrito LuGre e variação na amplitude	65
5.5	Resultado do erro de posição (RMS) para os experimentos de seguimento da trajetória senoidal	72
5.6	Erro de posição no regime estacionário da trajetória polinomial experimental (RMS)	79

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

LR	Controle por Linearização por Realimentação dos Estados associado a estratégia de Alocação dos Pólos - <i>Feedback Linearization Control</i>
LAMECC	Laboratório de Mecatrônica e Controle do Departamento de Engenharia Mecânica da UFRGS
MIMO	Múltiplas Entradas, Múltiplas Saídas - <i>Multiple Input, Multiple Output</i>
PI	Controlador linear proporcional-integral
PD	Controlador linear proporcional-derivativo
PID	Controlador linear proporcional-integral-derivativo
PVA	Controle linear com realimentação na posição, velocidade e aceleração
RMS	Valor Médio Quadrático - <i>Root Mean Square</i>
SISO	Uma Entrada, Uma Saída - <i>Single Input, Single Output</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

Variáveis e Parâmetros

A	Área útil do êmbolo do pistão [m^2]
A_s	Área da superfície do volume de controle [m^2]
A_0	Área do orifício de passagem da servoválvula [m^2]
$A_0(u)$	Área variável do orifício de passagem da servoválvula em função do sinal de controle u [m^2]
A	Matriz de estados
A_c	Matriz de estados do controlador baseado na linearização por realimentação
A_l	Matriz de estados do modelo linear
a_1	Coefficiente do modelo linear
a_2	Coefficiente do modelo linear
B	Matriz de entrada
B_l	Matriz de entrada do modelo linear
B_r	Região limitada em torno do ponto de origem
b_0	Coefficiente do modelo linear
C	Matriz de saída
C_l	Matriz de saída do modelo linear
C_f	Coefficiente de atrito viscoso [Ns/m]
C_p	Calor específico do ar a pressão constante [J/kgK]
C_v	Calor específico do ar a volume constante [J/kgK]
D	Matriz de transmissão direta
D_l	Matriz de transmissão direta do modelo linear
F_e	Força de externa [N]
F_a	Força de atrito [N]
\hat{h}	Parcela dinâmica do sistema que independe da tensão de controle [Pa/s]

i	Sinal em corrente [mA]
\mathcal{L}	Matriz identidade
\vec{K}	Vetor de ganhos
K_q	Ganho médio da vazão dos orifícios de saída da servoválvula [kg/s]
k_i	Ganhos da realimentação de estados, $i = 1 \dots 3$
k_a	Ganho de aceleração [$1/s$]
k_p	Ganho de posição [$1/s^3$]
k_v	Ganho de velocidade [$1/s^2$]
k_{tp}	Coefficiente angular de calibração da régua potenciométrica [V/m]
L	Comprimento do cilindro atuador [m]
M	Massa [kg]
M_p	Coefficiente de sobrepasso [%]
P	Constante positiva
p	Pressão [Pa]
p_i	Pressão da câmara i , $i=1,2$, [Pa]
p_s	Pressão de suprimento [Pa]
p_{crit}	Pressão crítica [Pa]
p_{atm}	Pressão atmosférica [Pa]
p_{Δ}	Pressão diferencial [Pa]
\underline{Q}	Matriz positiva definida
q_m	Vazão mássica [kg/s]
q_{m1}	Vazão da câmara 1
q_{m2}	Vazão da câmara 2
R	Constante universal dos gases [$J/(kgK)$]
r	Razão de calores específicos do ar [adimensional]
sc	Superfície de controle [m^2]
T	Temperatura [K]
t	Tempo [s]
t_s	Tempo de assentamento [s]
\hat{u}	Parcela dinâmica do sistema que depende da tensão de controle [Pa/s]

u	Tensão de controle aplicada [V]
V	Volume do fluido [m^3]
V_r	Tensão em função da posição [V]
V_{10}	Volume mínimo da câmara 1 [m^3]
V_{20}	Volume mínimo da câmara 2 [m^3]
vc	Volume de controle [m^3]
Y	Coeficiente de amplitude da função senoidal
\bar{y}	Valor médio da função senoidal [m]
y	Posição [m]
\dot{y}	Velocidade [m/s]
\ddot{y}	Aceleração [m/s^2]
$\ddot{\ddot{y}}$	Varição da aceleração em função do tempo - <i>Jerk</i> [m/s^3]
ΔV_r	Varição de tensão da régua potenciométrica em função de y [V]
Δy	Varição da posição
\vec{x}	Vetor de estados
\vec{x}_e	Vetor dos erros dos estados
$\vec{f}(x, u)$	Vetor das funções não lineares
\vec{u}	Vetor de entradas do sistema
x_v	Deslocamento do carretel

Letras Gregas

α	Constante positiva
β	Módulo de elasticidade volumétrica do ar [N/m^2]
δ	Faixa de erro de regime [%]
γ	Constante positiva
λ	Autovalores
ω_n	Frequência natural de oscilação do sistema não-amortecido
ω	Frequência da função senoidal
ρ	Massa específica [kg/m^3]
ξ	Índice de amortecimento [adimensional]

Símbolos

- (\sim) Erro ou diferença
- ($\hat{}$) Estimativa
- ($\bar{}$) Limite superior
- (\sim) Matriz
- ($\dot{}$) Primeira derivada
- ($\ddot{}$) Segunda derivada
- (\cdots) Terceira derivada
- (Δ) Variação
- ($\vec{}$) Vetor

Índice

- $f_u(\cdot)$ Função de tensão
- $f_p(\cdot)$ Função da pressão
- ()₁ Sub-índice indicador da câmara 1 do cilindro atuador
- ()₂ Sub-índice indicador da câmara 2 do cilindro atuador

- ()_{atm} Sub-índice de referência a pressão atmosférica
- ()_{crit} Sub-índice indicador de condição crítica ou de saturação
- ()_d Sub-índice indicador de condição desejada
- ()_{do} Sub-índice que indica estado a jusante do estrangulamento
- ()_e Sub-índice que indica estimativa
- ()^{ench} Superíndice indicador de condições de enchimento da câmara
- ()^{exau} Superíndice indicador de condições de exaurimento da câmara
- ()_i sub-índice indicador de condições iniciais ou de elemento individual
- ()_{max} Sub-índice indicador de condição de valor máximo
- ()_{min} Sub-índice indicador de condição de valor mínimo
- ()⁽ⁿ⁾ Superíndice indicador de enésima derivada
- ()_s Sub-índice indicador de pressão de suprimento
- ()_u Sub-índice que indica estado a montante do estrangulamento
- () _{Δ} Sub-índice indicador de diferença

1 INTRODUÇÃO

Este capítulo descreve brevemente as principais características gerais dos sistemas pneumáticos de posicionamento, discutindo suas qualidades e limitações. Também é apresentada uma breve descrição dos princípios de operação desses sistemas, incluindo seus principais elementos. Finalmente, são apresentadas as justificativas e objetivos deste trabalho, bem como a forma como ele é organizado.

1.1 Motivação

Os servoposicionadores pneumáticos são equipamentos utilizados para realizar movimentação de carga mecânica. Esta tecnologia é limpa, barata e com uma boa relação entre a força desempenhada e o seu peso [Ning e Bone, 2002]. Apesar dessas vantagens, os servoposicionadores pneumáticos apresentam limitações de operação decorrentes das características fortemente não-lineares inerentes a estes sistemas. Dentre tais não-linearidades, podem-se destacar a compressibilidade do ar, o atrito e os vazamentos. Assim, devido a estas características, os servoposicionadores pneumáticos são pouco utilizados na indústria para aplicações de alta precisão. As aplicações comuns são as de movimentação discreta, geralmente com curso definido entre uma extremidade e outra do atuador [Sobczyk S., 2009].

Em aplicações em que se exige alta precisão, os servoposicionadores pneumáticos são ainda menos competitivos do que os sistemas elétricos ou hidráulicos. Contudo, suas limitações tendem a ser contornadas com a utilização de métodos de controle mais sofisticados, uma vez que os métodos de controle clássico (proporcional, integral, derivativo e suas combinações) não são adequados para controle de servoposicionadores pneumáticos [Perondi, 2002]. Com a ajuda da eletrônica e da diminuição nos valores dos componentes é possível construir sistemas avançados de controle com custos acessíveis. O aumento da capacidade de processamento disponibilizado pela eletrônica permite o uso de modelos completos do sistema estudado e a aplicação de estratégias de controle mais elaboradas, pois os processadores são capazes de efetuar grandes quantidades de cálculos em intervalos reduzidos de tempo.

Os servoposicionadores pneumáticos apresentam menor risco de contaminação ambiental e de operação em relação aos sistemas hidráulicos, visto que, se ocorrer (no sistema hidráulico) um vazamento de óleo, isso poderá gerar sérios danos ambientais. Ademais, o óleo pode ser inflamável. Por outro lado, os sistemas hidráulicos são capazes de gerar forças maiores que os sistemas pneumáticos, pois podem trabalhar com pressões mais altas. Tanto os sistemas pneumáticos como os hidráulicos apresentam uma boa relação entre potência e carga fornecida. Já, os motores elétricos aumentam de tamanho proporcionalmente à potência fornecida. Por outro lado, esses apresentam geralmente uma maior precisão e facilidade de controle.

1.2 Objetivos

O objetivo geral deste trabalho é avaliar o desempenho de servoposicionadores pneumáticos através da utilização da combinação dos métodos de controle encontrados na literatura.

- Avaliar o desempenho e comportamento de servoposicionadores pneumáticos com a utilização de um controlador por linearização por realimentação associado a estratégia de alocação dos pólos;
- Analisar a estabilidade do controlador proposto em malha-fechada;
- Analisar o efeito dos filtro no comportamento do controlador proposto;

1.3 Estado da Arte

O controle em servoposicionadores pneumáticos tem evoluído muito na última década, sendo que existe um grande número de trabalhos publicados nesta área. Nesta seção, procura-se contextualizar o presente trabalho quanto ao estágio atual da modelagem de servoposicionadores pneumáticos e do desenvolvimento dos controladores para estes sistemas.

Conceitos do comportamento da vazão do fluido compressíveis foram aplicados à modelagem matemática de servoposicionadores pneumáticos por Virvalo, 1995, Bobrow e McDonell, 1998, Ning e Bone, 2002. Normalmente, os fenômenos estudados englobam temas relacionados com a dinâmica das pressões nas câmaras do cilindro atuador em função das vazões, caracteri-

zação das vazões mássicas das servoválvulas e das pressões nas câmaras e os efeitos de atrito no sistema.

A modelagem dinâmica das pressões no cilindro atuador é baseada no modelo isentrópico (adiabático e reversível); sendo que o efeito da energia cinética do fluido em movimento e os efeitos transientes da passagem de fluidos compressíveis em orifícios são igualmente desprezados [Bobrow e McDonell, 1998; Ning e Bone, 2002]. Já, a dinâmica da servoválvula é considerada de ordem zero por Bobrow e McDonell, 1998, e Bone e Ning, 2007. Isto é justificável, uma vez que a largura de banda da servoválvula é cerca de cinco vezes maior do que a da dinâmica do cilindro atuador. Outros autores, como Virvalo, 1995, e Pandian et al., 1997, utilizam a dinâmica da servoválvula com ordens maiores do que zero, obtêm-se assim um modelo mais próximo da realidade.

A dinâmica das vazões mássicas apresenta um comportamento não-linear devido à saturação da vazão mássica para velocidades de deslocamento do fluxo iguais a da propagação do som no ar. Normalmente, a vazão mássica na servoválvula é modelada em função da área da seção transversal do orifício (proporcional à tensão de controle u) e da relação entre as pressões a montante e a jusante do orifício de controle [Bobrow e McDonell, 1998; Pandian et al., 1997]. Utilizando a hipótese de que as transformações no gás para a passagem de ar no orifício caracterizam um processo isentrópico como exemplificado por Mare et al., 2000, é possível caracterizar a relação entre as pressões a jusante e a montante em duas regiões características separadas aproximadamente no valor de 0,53 para a relação de pressões. Abaixo deste limite, o escoamento de ar encontra-se na região de regime subsônico e, acima deste limite, o escoamento do ar é saturado (ou sônico), ou seja, a vazão do ar apresenta um valor constante e independente da relação das pressões. Bobrow e McDonell, 1998, mostram que esta não-linearidade apresenta um valor teórico limite que difere dos valores levantados em experimentos. Assim, para se conseguir um modelo mais próximo da realidade utiliza-se um mapeamento estático tridimensional empírico da vazão mássica que relaciona a vazão e as pressões com a abertura da válvula em função do sinal de controle aplicado. Utilizam-se normalmente os polinômios de 2º ou 3º grau para realizar o mapeamento estático [Bobrow e McDonell, 1998; Ning e Bone, 2005a; Perondi, 2002]. Outra não-linearidade consiste na presença da zona morta em uma região de atuação da servoválvula, na qual a variação no sinal de controle não induz uma reação na planta. Valdiero

et al., 2003, propõem um método experimental para identificar essa não-linearidade sem o uso de sensores de vazão. [Valdiero et al., 2003]

As estratégias mais comuns de controle linear são a de controle proporcional (P), integral (I), derivativo (D) e suas combinações (PID, PD, PI) [Ogata, 2000]. Estas ações de controle podem ser executada de forma simples via *hardware*, sem necessitar de processamento digital. Os controles lineares são influenciados por variações paramétricas e efeitos dinâmicos não modelados do sistema, por isso apresentam uma limitação em sua aplicação para sistemas de ordens elevadas [Sobczyk S., 2009]. Estratégias lineares também podem ser aplicadas através do controle por realimentação dos estados, no qual a dinâmica do sistema é manipulada diretamente através das variáveis de estados [Franklin et al., 2006]. Neste caso, deve-se poder realizar a medição das variáveis ou observá-las para permitir que se aplique os ganhos de realimentação de forma independente das demais variáveis.

As estratégias de controle linear para servoposicionadores pneumáticos geralmente utilizam um modelo linear de quarta ordem [Pandian et al., 2002; Li et al., 2006], sendo que a hipótese de simetria da servoválvula permite a redução para um modelo linear de terceira ordem [Perondi, 2002; Scavarda e Thomasset, 1996; Ning e Bone, 2005b]. Como observado por Perondi, 2002, os modelos de 3ª ou 4ª ordens de servoposicionadores pneumáticos apresentam um par de pólos complexos conjugados cujo amortecimento diminui com o crescimento do ganho da realimentação proporcional, limitando assim os ganhos dos controladores proporcionais a valores muito pequenos.

Os resultados dos controladores lineares dependem também da posição do êmbolo do cilindro atuador em que a linearização é realizada, pois, nesta situação, o sistema apresenta a frequência natural mínima, sendo que esta aumenta conforme o êmbolo se afasta desse ponto de referência. [Virvalo, 1995; Perondi, 2002].

Por causa das limitações dos controladores lineares descritas anteriormente, utilizam-se estratégias de controle não-linear. Essas técnicas são muitas vezes utilizadas como uma combinação de estratégias de controladores não-lineares ou lineares [Ning e Bone, 2005b; Virvalo, 1995]. Podem-se citar alguns controladores não-lineares aplicados a servoposicionadores pneumáticos, tais como:

O *controle a estrutura variável*, esse apresenta uma resistência frente às variações nas características de operação do sistema controlado e às incertezas das variáveis do sistema. Um dos métodos aplicados com esta técnica é o de *modos deslizantes* (SMC - *slide mode control*) em que a lei de controle descontínua força os estados do sistema a convergirem a uma condição inicial arbitrária em uma superfície. Uma vez nessa superfície, os estados do sistema se comportam conforme a dinâmica desejada. Essa ação descontínua pode produzir um chaveamento constante da servoválvula, diminuindo sua vida útil. Além disso, pode ocorrer instabilidade em razão de excitação de dinâmicas não-modeladas de alta frequência na planta [Pandian et al., 1997, 1998, 2002; Ning e Bone, 2005b; Bone e Ning, 2007; Perondi e Guenther, 2000].

O *controle adaptativo* faz alterações regulares nos parâmetros do controlador com a finalidade de compensar rapidamente quaisquer possíveis alterações imprevistas no comportamento da planta. Estas alterações podem ser ocasionadas por incertezas paramétricas ou perturbações não modeladas. É muito conhecida a técnica de *tabelamento de ganhos* (*gain schedule*), em que os ganhos do controlador são fixados conforme uma faixa de parâmetros do sistema controlado, e a técnica de *controle adaptativo com modelo de referência* (MRAC - *model reference adaptive control*) em que é usado um modelo de referência ideal do sistema controlado, cuja resposta é comparada com a resposta do sistema controlado e o erro de comparação é usado para calcular os parâmetros do sistema de modo que o erro seja zero. Este controlador apresenta uma difícil prova da análise de estabilidade em malha-fechada, uma vez que os erros de seguimento das variáveis de interesse e das estimativas dependem das incertezas e do conhecimento da planta [Shen et al., 1998; Zhang et al., 2007].

A *estratégia baseada na interpretação por subsistemas* é baseada na divisão em subsistemas que são interconectados entre si e na especificação de uma lei de controle que melhor se ajuste a cada subsistema. Um dos controladores mais comumente encontrados na literatura é o *controlador em cascata* cujo sinal de saída de um subsistema é o sinal de entrada do próximo subsistema e assim consecutivamente. Este controlador é adequado ao controle de servoposicionadores tanto pneumáticos como hidráulico, pois subdivide o sistema em um subsistema mecânico e em um subsistema pneumático ou hidráulico [Perondi, 2002; Sobczyk S., 2005; Sobczyk S., 2009; Khayati et al., 2009].

O *controle por redes neurais* tem a vantagem de não necessitar de um conhecimento prévio da planta, pois apresenta um aprendizado progressivo através da rede de neurônios lógicos. Esses, por sua vez, são elementos que utilizam funções não-lineares e recebem simultaneamente os parâmetros do sistema e do controle e processam uma saída que é multiplicada por diferentes valores ponderados que variam com o aprendizado. O desafio é obter um algoritmo que altere o valor dos pesos de ponderação de modo a fazer com que o sistema convirja para as condições desejadas. Por causa disto, não há garantias de estabilidade em malha fechada e a convergência dos parâmetros estimados é limitada [Song e Liu, 2006; Carneiro e Almeida, 2007].

O *controle de linearização por realimentação (feedback linearization)*, que é uma das técnicas de controle estudada neste trabalho e será apresentada com mais detalhes no Capítulo 3. Busca-se com esse controlador atenuar os efeitos não-lineares presentes no sistema controlado e então permitir a utilização de controladores lineares ou não-lineares para comandar o comportamento do sistema [Scavarda e Thomasset, 1996; Perondi, 2002; Brun et al., 2000; Smaoui et al., 2006; Khayati et al., 2004; Kimura et al., 1995, 1997].

A estratégia de controle de linearização por realimentação aplicada a sistemas pneumáticos foi estudada por Kimura et al., 1995, 1997, em músculos artificiais pneumáticos, esse trabalho visa rejeitar a perturbação causada pelo efeito de histerese que ocorre principalmente por efeito do atrito. Foi utilizado um modelo linear de 3ª ordem submetido a uma função degrau para avaliar o comportamento do controlador. Em ambos os artigos conclui-se que a estratégia de linearização por realimentação é efetiva e o modelo utilizado por ele é válido. Götttert e Neumann, 1999, também aplicaram o método de linearização por realimentação em um robô paralelo. No trabalho, cada câmara de cada atuador é controlada independentemente e todas as não-linearidades são compensadas. Esta estratégia apresentou baixo erro de posição no seguimento de trajetória proposto em relação aos controladores de realimentação da posição, velocidade e aceleração (PVA) com ganhos fixos ou com ganhos variados. A estratégia de linearização por realimentação também foi estudada por Brun et al., 2000, sendo abordada a aplicação deste controlador em atuadores pneumáticos utilizando uma trajetória com a máxima velocidade e aceleração permitidas. Foi utilizado 90% do comprimento útil do atuador com a maior duração de velocidade e aceleração constantes possível. Este estudo apresentou uma boa redução no erro de posição e velocidade, principalmente em velocidades e acelerações

constantes em relação a um controlador PVA com ganhos variáveis (do tipo tabelamento de ganho - *gain schedule*). A linearização por realimentação também é vista em Perondi, 2002 e Sobczyk S., 2009 onde é aplicado o método de linearização por realimentação para o subsistema pneumático em uma estratégia de controle em cascata para reduzir os efeitos provocados pela compressibilidade do ar.

O atrito é uma das não-linearidades complexas e que mais influencia o controle de servoposicionadores pneumáticos. O atrito é formado por vários fatores que interagem e podem variar com o tempo. Por causa disto, o estudo do atrito é encontrado em diversos trabalhos [Canudas de Wit et al., 1995; Nouri et al., 2000; Perondi, 2002; Sobczyk S., 2009]. Os modelos do atrito podem ser classificados desde dos mais simples, como o modelo de *atrito seco* (composto de um termo constante chaveado pela direção do movimento) ou um modelo com um termo proporcional a velocidade (denominado *atrito viscoso* [Hong e Yao, 2007]). Entre os modelos mais complexos, pode ser citado o *modelo Elastoplástico* [Dupont et al., 2000] e o *modelo LuGre* [Canudas de Wit et al., 1995]. Estes últimos visam uma compensação do sistema em baixas velocidades. O modelo LuGre é um dos mais estudados e usados. No entanto, este modelo apresenta descontinuidades em certas condições, que podem impossibilitar a análise de estabilidade.

A compensação do efeito do atrito com a utilização de algoritmos de controle foi realizada por Perondi, 2002, Valdiero, 2005, Sobczyk S., 2009, Wenjing e Qinghai, 2008. O comportamento do atrito em sistemas pneumáticos de posicionamento foi estudado por Perondi e Guenther, 1999a, Nouri et al., 2000, Perondi, 2002. Carneiro e Almeida, 2007 apresentam a estratégia para compensar o atrito de um servoposicionador pneumático através de um mapeamento da força de atrito obtido em diversas velocidades e acelerações do atuador pneumático. Perondi, 2002 e Sobczyk S., 2009, estudaram a aplicação da estratégia de compensação do atrito através do modelo de LuGre, e ressaltam a grande dificuldade encontrada para determinar os parâmetros para aplicação do modelo.

1.4 Fundamentação Teórica

O controle de sistemas é estudado há séculos, mas foi somente na década de 1960 que se iniciou o desenvolvimento da teoria de controle moderno que permite resolver problemas complexos envolvendo um grande número de equações diferenciais, múltiplas entradas e saídas, com altos graus de precisão e confiabilidade.

Um *sistema* pode ser definido como um conjunto de elementos que juntos realizam um objetivo, podendo ser real ou abstrato [Ogata, 2000]. Pode-se classificar um sistema de várias formas. As mais comuns são quanto à estrutura matemática dos modelos usados na sua representação. Assim, os sistemas podem ser classificados como *lineares* ou *não-lineares*. Os *sistemas lineares* comportam-se de acordo com o princípio da aditividade e da homogeneidade, isto é, a saída é sempre proporcional à entrada. Por outro lado, os *sistemas não-lineares* não permitem o uso do princípio superposição para sua solução [Slotine, 1991; Chen, 1999] Quanto à dependência no tempo, os sistemas lineares são classificados como *variantes* ou *invariantes* no tempo e os sistemas não-lineares são denominados como *autônomos* ou *não-autônomos* [Chen, 1999]. Os *sistemas lineares e invariantes no tempo* e os *sistemas não-lineares autônomos* não dependem explicitamente do tempo, isto é, as equações diferenciais só dependem dos próprios estados do sistema [Slotine, 1991; Chen, 1999]. Os *sistemas lineares e variantes tempo* apresentam equações diferenciais que dependem explicitamente do tempo, isto é, a matriz de transição de estados não depende apenas dos próprios estados, como também do tempo. Por outro lado, os *sistemas não-lineares não-autônomos* dependem não somente dos estados, mas também do tempo de forma explícita [Slotine, 1991; Chen, 1999; Ogata, 2000].

Quanto à forma da amostragem, os sistemas são classificados como de *tempo discreto* ou *tempo contínuo*. Os sistemas de *tempo discreto* aceitam sinais de entrada discretos no tempo e geram sinais de saídas discretos no tempo, todos os sinais discretos no tempo são assumidos com o mesmo tempo de amostra. Os sistemas de *tempo contínuo* aceitam sinais contínuo no tempo e geram sinais também contínuos no tempo e podem ter seus valores alterados em qualquer instante de tempo [Chen, 1999]. Os sistemas podem ser controlados através de duas abordagens: *malha-aberta* (ou *não-realimentando*), em que o sinal de saída não influencia no sinal de entrada do sistema; ou em *malha-fechada* (ou *realimentando*), onde a resposta do

sistema influencia na geração do sinal de entrada [Ogata, 2000].

A solução de sistemas via teoria de controle clássico se restringe a problemas com apenas uma entrada e uma saída, (SISO - *single input, single output*) com não-linearidades simples e invariantes no tempo, controle clássico utiliza a abordagem do domínio frequência complexa [Ogata, 2000]. Por causa das limitações descritas anteriormente, utiliza-se a teoria de controle moderno em que se usa o conceito de *estados*. Essa teoria permite a aplicação de não-linearidades complexas; pode aceitar múltiplas entradas e saídas do sistema (MIMO - *multiple input, multiple output*), permite solucionar sistemas variante ou invariante do tempo e utiliza a abordagem de domínio de tempo para sua solução [Ogata, 2000].

1.4.1 Estabilidade dos Sistemas de Controle Projetados Através do Método de Alocação dos Pólos

A estabilidade da estratégia de alocação dos pólos é garantida, pois é possível projetar o controle para que todos os pólos do sistema realimentado estejam sempre no semi-plano esquerdo do plano complexo, garantindo a sua estabilidade. Além disso, se pode definir as características desejadas da resposta do sistema [Ogata, 2000].

1.4.2 Estabilidade dos Sistemas Não-lineares

A análise de estabilidade do sistema em malha fechada é importante, pois a instabilidade pode levar o sistema ao colapso, podendo provocar danos catastróficos à planta. Para a análise de estabilidade foi aplicado o teorema do 2º método de Lyapunov, comumente conhecido como o Método Direto [Khalil, 1996; Slotine, 1991]. Este método pode ser usado em sistemas não-lineares ou lineares variantes no tempo e em sistemas de malha-fechada de qualquer ordem.

Em linhas gerais, o 2º método de Lyapunov afirma que a energia armazenada no sistema deve se dissipar com o passar do tempo ao se deslocar no domínio de atração até assumir um valor mínimo. A função que descreve esse decaimento de energia pode ser qualquer função escalar $V(x,t)$ que se encaixe no teorema de Lyapunov [Khalil, 1996; Slotine, 1991]. Esta função é conhecida como função de Lyapunov.

O teorema que estabelece o método direto de Lyapunov supõe um sistema descrito como

$$\frac{\partial x}{\partial t} = f(x, t) \quad (1.1)$$

onde $f(0, t) = 0$ para todo $t \geq t_0$.

Assim, se existe uma função escalar $V(x, t)$ com as primeiras derivadas parciais contínuas e que satisfaz as seguintes condições:

1. $V(x, t)$ é uma função positiva definida
2. $\frac{\partial V}{\partial t}(x, t)$ é negativa definida

o sistema é assintoticamente estável.

Como se pode escolher qualquer função escalar positiva definida, é sugerido pela literatura que se utilize uma função quadrática positiva definida.

1.4.3 Estabilidade Exponencial

A estabilidade exponencial é uma condição na qual o sistema converge para o equilíbrio tão rápido quanto uma função exponencial. Um ponto de equilíbrio 0 apresenta uma condição de estabilidade exponencial se existir duas constantes estritamente positivas α e λ tal que

$$\forall t > 0, \quad \|x(t)\| \leq \alpha \|x(0)\| e^{-\lambda t} \quad (1.2)$$

faz com que o sistema permaneça em uma região limitada, denominada B_r , em torno da origem [Slotine, 1991].

1.5 Servoposicionador Pneumático

O servoposicionador pneumático é um sistema que movimenta uma carga através da diferença de pressão do fluido de trabalho que ocorre entre as extremidades do êmbolo do cilindro atuador. O movimento do servoposicionador pode ser linear ou rotacional. Se o movimento do cursor for linear, o eixo no qual o êmbolo se move é denominado de eixo coordenado y .

Basicamente, um servoposicionador pneumático é composto de um cilindro atuador, um compressor de ar com reservatório e uma servoválvula direcional. Outros equipamentos que podem ser necessários ao controle são: transdutores de pressão, transdutor de posição, módulo de condicionamento de sinais, interface de aquisição e controle e filtros de ar.

Na Figura 1.1 apresenta-se uma representação esquemática de um servoposicionador pneumático. Através de uma tensão de controle u aplicada ao solenóide da servoválvula (não mostrado na figura), provoca-se um deslocamento x_v no carretel da mesma para esquerda.

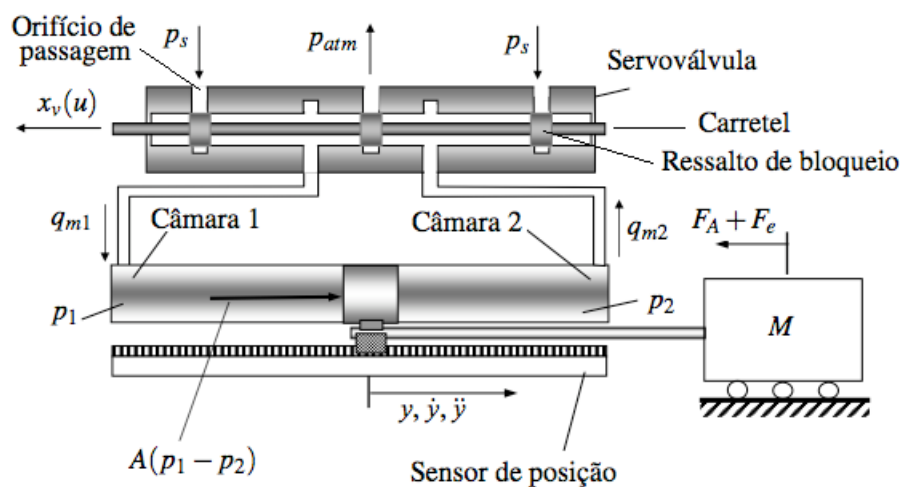


Figura 1.1 Servoposicionador Pneumático adaptado de Perondi, 2002

Com isto, o canal de suprimento (p_s) alimenta a câmara 1 com uma vazão q_{m1} , enquanto ocorre também uma abertura do canal para a atmosfera da câmara 2 ocasionando uma vazão q_{m2} . A força proveniente da diferença de pressão entre as câmaras 1 e 2 produz um deslocamento do êmbolo e da massa correspondente para a direita, pois a pressão na câmara 1 a ele conectado se torna maior que da câmara 2. Com base nos sinais providos pelos sensores, é possível calcular qual será a tensão u que deve ser enviada no próximo ciclo, fazendo que o servoposicionador pneumático siga a trajetória desejada

1.6 Organização do Trabalho

Este trabalho está dividido da seguinte maneira: neste capítulo foram apresentados o funcionamento de um servoposicionador pneumático e um fundamento teórico do seu funcionamento. No Capítulo 2 é apresentado o equacionamento do sistema pneumático. Já, no

Capítulo 3 é descrito o controlador desenvolvido e sua prova de estabilidade. No Capítulo 4 é apresentada a bancada pneumática utilizada para os experimentos deste trabalho, enquanto que seus resultados e simulações são mostrados no capítulo 5. Até que enfim, no Capítulo 6, é apresentado a conclusão deste trabalho.

2 MODELAGEM MATEMÁTICA

Todo o sistema físico é, em alguma medida, não-linear e difícil de obter um modelo que o represente por completo. Por causa disto, utilizam-se hipóteses que visam simplificar a modelagem, diminuir o esforço do processamento computacional e melhorar o entendimento do sistema sem comprometer significativamente a eficiência do mesmo. O correto equacionamento do sistema simplificado é importante para a realização de testes e simulações a fim de se verificar suas características e corrigir eventuais erros do controlador antes de sua aplicação aos sistemas reais.

A modelagem de sistemas pneumáticos é composta por equações que representam o comportamento do fluido de trabalho através das equações de mecânica dos fluidos e do comportamento dinâmico do atuador através da 2ª lei de Newton ($F = ma$ [N]). Neste trabalho, a representação matemática do sistema pneumático é efetuada por meio da aplicação de um conjunto de hipóteses simplificadoras. A exemplo de autores como Perondi, 2002, Sobczyk S., 2009, e Vieira, 1998, as hipóteses simplificadoras que fundamentam o modelo matemático usado neste trabalho são as seguintes:

- A energia cinética do gás é desprezada;
- As diferenças de pressões por efeitos dissipativos ocorrem apenas nos orifícios de passagem na servoválvula direcional, isto é, as demais resistências à passagem do ar são desprezadas;
- A temperatura nas câmaras do cilindro e da servoválvula assumem valores médios homogêneos e iguais à temperatura de suprimento que é considerada constante;
- O ar se comporta como gás perfeito, ou seja, a lei geral de estados dos gases é válida;
- Os calores específicos à pressão e volume constantes não se alteram ao longo dos processos;
- Os vazamentos nos dutos, na servoválvula e entre as câmaras do cilindro são desprezados;

- Os efeitos da força da gravidade são considerados desprezíveis;
- A dinâmica da servoválvula não é considerada, pois ela é aproximadamente cinco vezes mais rápida que a dinâmica do restante do sistema;
- Os processos termodinâmicos nas câmaras são considerados isentrópicos; e
- Os processos de expansão, compressão e as trocas internas de calor ocorrem de forma rápida e o fluxo de calor através das paredes do cilindro é considerado desprezível, ou seja, o sistema é considerado adiabático e reversível.

2.1 Dinâmica das Pressões nas Câmaras do Cilindro

As equações que regem a dinâmica das pressões nas câmaras do cilindro são baseadas na lei de conservação de massa em um fluido compressível. Para o cálculo de conservação de massa é estipulado um volume de controle que abrange as câmaras do cilindro [Van Wylen et al., 2003]. O volume de controle tem tamanho e forma arbitrários e a massa, calor e trabalho podem atravessá-lo. É necessário considerar as vazões de massa que entram e saem do volume de controle e, também, a variação líquida de massa no interior do volume de controle [Fox e McDonald, 1981; Van Wylen et al., 2003].

A vazão mássica no volume de controle (v_c) [m^3] é diferente de zero se a vazão que entra na superfície de controle (s_c) [m^2] for diferente da vazão que sai da mesma. Assim, usando ρ para representar a massa específica do fluido [kg/m^3] e definindo A_s como a área da superfície [m^2], \vec{y} como a velocidade [m/s] e V como o volume de volume de controle [m^3], tem-se:

$$\frac{\partial}{\partial t} \int_{v_c} \rho dV + \int_{s_c} \rho \vec{y} d\vec{A}_s = 0 \quad (2.1)$$

Define-se agora a diferença entre as vazões mássicas de entrada e saída do volume de controle como Δq_m [kg/s]. Desta forma, a Equação (2.1) pode ser redefinida como

$$\Delta q_m = \frac{\partial}{\partial t} \int_{v_c} \rho dV \quad (2.2)$$

Após a solução da integral na Equação (2.2), derivam-se as variáveis ρ e V no tempo (t), resultando:

$$\Delta q_m = \rho \frac{dV}{dt} + V \frac{d\rho}{dt} \quad (2.3)$$

Na Equação (2.3), $\rho dV/dt$ pode ser interpretada como a taxa de variação de massa devido à variação do volume. A partir da lei dos gases perfeitos é possível escrever:

$$\rho = \frac{p}{RT} \quad (2.4)$$

A função ρ expressa em (2.4) depende da constante universal dos gases (R) [$J/(kgK)$] e da temperatura média absoluta (T) [K] que depende da pressão (p) [Pa]. Com base nestas considerações, pode-se concluir que a parcela $Vd\rho/dt$ da Equação (2.3) representa a variação da vazão mássica devido à compressibilidade do ar.

O módulo de elasticidade volumétrico (β) [Pa] é definido como a variação de pressão necessária para causar uma determinada variação no volume à temperatura constante, e pode ser representado como:

$$\beta = -V \frac{dp}{dV} \quad (2.5)$$

Se a massa é mantida constante, tem-se:

$$-\frac{dV}{V} = \frac{d\rho}{\rho} \quad (2.6)$$

que pode ser re-escrita como

$$\beta = \rho \frac{dp}{d\rho} \quad (2.7)$$

Substituindo a Equação (2.7) na Equação (2.3), obtém-se

$$q_m = \rho \frac{dV}{dt} + V \frac{\rho}{\beta} \frac{dp}{dt} \quad (2.8)$$

Da Equação (2.8), tem-se que a vazão mássica q_m [kg/s] no volume de controle depende apenas da variação do volume e da variação da pressão.

Utilizando a hipótese de que as trocas de calor entre a parede do atuador são desprezíveis, utiliza-se valores do módulo de elasticidade (β) definidos para processos adiabáticos, que é

$$\beta = rp \quad (2.9)$$

onde r é a relação entre os calores específicos à pressão constante e a volume constante $r = C_p/C_v$. Assim, aplicando novamente as equações dos gases perfeitos e a hipótese de que o processo é isentrópico (adiabático reversível), a Equação (2.8) pode ser reescrita como:

$$q_m = \rho \frac{dV}{dt} + \frac{V}{rRT} \frac{dp}{dt} \quad (2.10)$$

Reescrevendo a Equação (2.10) de uma forma mais compatível com a representação por espaço de estados e lembrando que a área da seção transversal do atuador é constante e igual a A [m²] e $\dot{p} = dp/dt$ [Pa/s], obtém-se:

$$q_m = \rho A \dot{y} + \frac{V}{rRT} \dot{p} \quad (2.11)$$

A Equação (2.11) rege a vazão mássica que entra ou saí de cada câmara do atuador, considera-se o enchimento de uma das câmaras e o esvaziamento da outra câmara como dois eventos excludentes. Representam-se, portanto, as vazões mássicas de cada câmara como:

$$q_{m1} = \rho A \dot{y} + \frac{V_1}{rRT} \dot{p}_1 \quad (2.12)$$

$$q_{m2} = -\rho A \dot{y} + \frac{V_2}{rRT} \dot{p}_2 \quad (2.13)$$

A dinâmica das pressões nas câmaras é obtida isolando-se os termos derivados das pressões nas equações (2.12) e (2.13). Define-se agora os volumes mortos nas duas câmaras como V_{10} e V_{20} [m^3], e o comprimento do atuador como L [m]. Além disto, tomando a origem do sistema na extremidade esquerda do cilindro (ver Figura 2.1), tem-se para as dinâmicas das pressões nas câmaras 1 e 2, respectivamente:

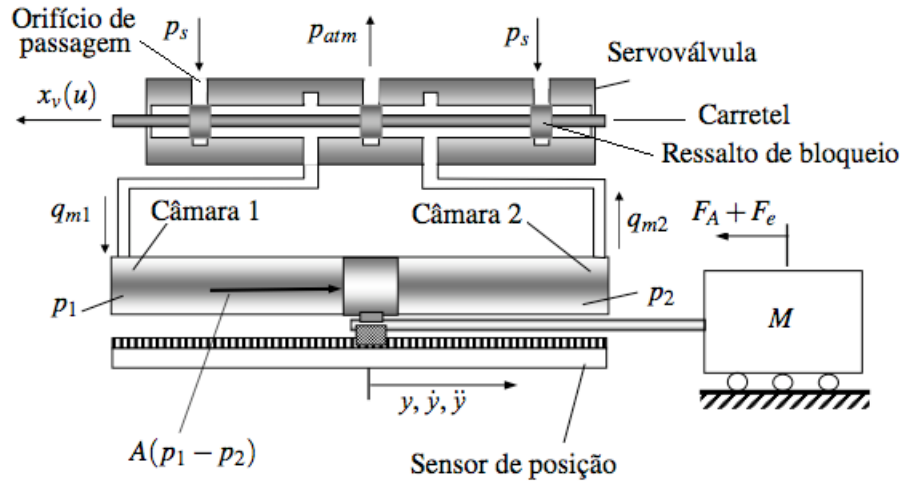


Figura 2.1 Servoposicionador Pneumático adaptado de Perondi, 2002

$$\dot{p}_1 = -\frac{Ary}{V_{10} + Ay}p_1 + \frac{rRT}{V_{10} + Ay}q_{m1} \quad (2.14)$$

$$\dot{p}_2 = \frac{Ary}{V_{20} + A(L-y)}p_2 + \frac{rRT}{V_{20} + A(L-y)}q_{m2} \quad (2.15)$$

O controlador proposto neste trabalho utiliza a diferença das dinâmicas das pressões entre as câmaras 1 e 2, $\Delta\dot{p} = \dot{p}_1 - \dot{p}_2$ [Pa/s]. Reescrevendo as equações (2.14) e (2.15) em função de $\Delta\dot{p}$:

$$\Delta\dot{p} = RrT \left(\frac{q_{m1}(u, p_1)}{V_{10} + Ay} - \frac{q_{m2}(u, p_2)}{V_{20} + A(L-y)} \right) - rAy \left(\frac{p_1}{V_{10} + Ay} - \frac{p_2}{V_{20} + A(L-y)} \right) \quad (2.16)$$

Da Equação (2.16) pode-se verificar que a dinâmica das pressões depende dos valores instantâneos das pressões, da velocidade, da posição e das vazões mássicas, $q_{m1} = q_{m1}(u, p_1)$ e $q_{m2} = q_{m2}(u, p_2)$. Estas são funções não-lineares que dependem do sinal de controle u [V]

enviado à servoválvula dos valores instantâneos das pressões. Isto será mostrado mais detalhadamente na Seção 2.2. Pode-se simplificar e dividir a Equação (2.16) em duas partes como mostrado a seguir:

$$\Delta \dot{p} = \hat{h}(p_1, p_2, y, \dot{y}) + \hat{u}(p_1, p_2, u, y) \quad (2.17)$$

onde o termo \hat{u} [Pa/s] depende das pressões, posição e sinal de controle e o termo \hat{h} [Pa/s] depende somente das pressões, posição e velocidade. Esses termos são expressos respectivamente por

$$\hat{u}(p_1, p_2, u, y) = RrT \left(\frac{q_{m1}(u, p_1)}{V_{10} + Ay} - \frac{q_{m2}(u, p_2)}{V_{20} + A(L - y)} \right) \quad (2.18)$$

$$\hat{h}(p_1, p_2, y, \dot{y}) = -rA\dot{y} \left(\frac{p_1}{V_{10} + Ay} - \frac{p_2}{V_{20} + A(L - y)} \right) \quad (2.19)$$

2.2 Caracterização das Vazões Mássicas na Servoválvula

Como visto na Seção 2.1, as vazões mássicas presentes no sistema dependem tanto das pressões nas câmaras quanto da tensão aplicada à servoválvula. Conforme ilustrado na Figura 2.2, o efeito da servoválvula pode ser interpretado como o de um orifício de área variável. Nessa figura, q_m representa a vazão mássica, p a pressão, T a temperatura, o sub-índice u indica estados a montante do estrangulamento, o sub-índice d indica os estados a jusante do estrangulamento e A_0 é a área do orifício [m^2]. Para estes sistemas, a caracterização da vazão mássica aqui apresentada se baseia no trabalho desenvolvido em Perondi, 2002.

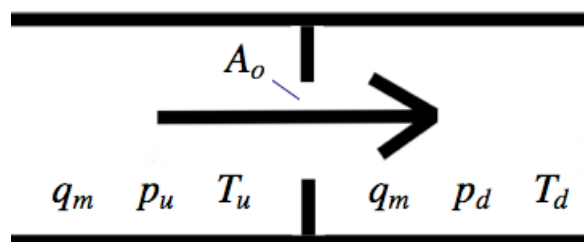


Figura 2.2 Estrangulamento da seção transversal de um duto

Neste estudo foram aplicadas as teorias de mecânica de fluidos para escoamento de

fluido compressíveis em orifícios [Fox e McDonald, 1981; Bobrow e McDonnell, 1998; Perondi e Guenther, 1999b; Mare et al., 2000]. Novamente, são utilizadas as hipóteses feitas para simplificação do problema: a passagem do ar pela servoválvula é adiabática e reversível (isentrópica), a velocidade é constante, o escoamento é unidirecional e o gás a montante do orifício se encontra em condição estática e os efeitos dinâmicos que ocorrem no estrangulamento são também desconsiderados, essas hipóteses também são consideradas em Virvalo, 1995; Bobrow e McDonnell, 1998 e Nouri et al., 2000.

A vazão mássica teórica para a servoválvula está representada através da Equação (2.20). Seu desenvolvimento pode ser visto em Perondi, 2002, e Sobczyk S., 2009, em que $A_0(u)$ é a área variável do orifício em função do sinal de controle. Para valores de $p_d/p_u < p_{crit}$ ocorre a chamada saturação da vazão mássica e o seu valor é uma constante independente da razão das pressões, a relação de pressões críticas é $p_{crit} = 0,528$ e quando $p_d/p_u > p_{crit}$, o sistema opera na região subsônica e a vazão mássica varia conforme a relação (2.20) [Virvalo, 1995; Mare et al., 2000].

$$q_m = A_0(u)p_u \sqrt{\frac{2r}{(r-1)RT} \left(\left(\frac{p_d}{p_u} \right)^{\frac{2}{r}} - \left(\frac{p_d}{p_u} \right)^{\frac{1+r}{r}} \right)} \quad (2.20)$$

A representação teórica da vazão mássica, Equação (2.20), apresenta valores diferentes dos encontrados na prática, pois na realidade há troca de calor e ocorrem perdas de energia na passagem do fluido pelo orifício. Por essa razão, para aplicações de maior precisão necessita-se de um levantamento experimental das vazões mássicas. Neste trabalho, utilizam-se os resultados experimentais fornecidos por Perondi, 2002, onde foi utilizado um modelo polinomial de 3ª ordem ajustado pelo método de mínimos quadrados para as funções de tensão e pressão, que pode ser generalizada pela Equação (2.21). A função de tensão na servoválvula é representada por $f_u(u)$ e a função das pressões é representada por $f_p(p_u, p_d)$ e $[q_m]_{max}$ é a máxima vazão mássica através do orifício.

$$q_m(p_u, p_d, u) = [q_m]_{max} f_p(p_u, p_d) f_u(u) \quad (2.21)$$

Escolheu-se uma função polinomial inversível para representar as vazões mássicas, pois

o controlador proposto neste trabalho utiliza os estados do sistema para obter os parâmetros necessários para calcular a tensão de controle a ser aplicada na servoválvula (através da inversão da Equação (2.18)), isso é conhecido por difeomorfismo [Brun et al., 2002; Perondi, 2002].

Os servoposicionadores são projetados de forma que se possa assumir as hipóteses:

- A pressão de suprimento (p_{sup}) é constante;
- A pressão de exaustão é igual à pressão atmosférica (p_{atm})

De forma que quando a pressão a montante da câmara "i" for igual a pressão de suprimento ($p_i = p_{sup}$) e a pressão de justante for a pressão (p_i) da câmara, utiliza-se a expressão (2.22), que representa o enchimento da câmara:

$$q_m^{ench}(p_u, p_d, u) = [q_m]_{max}^{ench} f_p^{ench}(p_u, p_d) f_u^{ench}(u) \quad (2.22)$$

Caso a pressão a montante da câmara "i" for igual a pressão (p_i) da referida câmara e a pressão a jusante for igual a pressão atmosférica, utiliza-se a expressão:

$$q_m^{exau}(p_u, p_d, u) = [q_m]_{max}^{exau} f_p^{exau}(p_u, p_d) f_u^{exau}(u) \quad (2.23)$$

O procedimento experimental realizado por Perondi, 2002, forneceu as seguintes funções de vazão para enchimento e exaustão no interior de cada câmara:

$$f_{p_1}^{ench}(\bar{p}_1) = -1,888\bar{p}_1^3 + 1,157\bar{p}_1^2 - 0,191\bar{p}_1 + 1,007 \quad (2.24)$$

$$f_{p_1}^{exau}(\bar{p}_1) = 0,346\bar{p}_1^3 - 1,747\bar{p}_1^2 + 2,312\bar{p}_1 + 0,09 \quad (2.25)$$

$$f_{p_2}^{ench}(\bar{p}_2) = -2,395\bar{p}_2^3 + 1,851\bar{p}_2^2 - 0,362\bar{p}_2 + 1,014 \quad (2.26)$$

$$f_{p_2}^{exau}(\bar{p}_2) = -0,029\bar{p}_2^3 - 0,857\bar{p}_2^2 + 1,88\bar{p}_2 + 0,109 \quad (2.27)$$

No que diz respeito ao sinal de controle u , as funções polinomiais obtidas são as seguintes:

$$f_{u_1}^{ench}(\bar{u}) = 1,2\bar{u}^3 - 3,5\bar{u}^2 + 3,58\bar{u} - 0,3 \quad (2.28)$$

$$f_{u_1}^{exau}(\bar{u}) = 1,265\bar{u}^3 - 3,282\bar{u}^2 + 3,148\bar{u} - 0,112 \quad (2.29)$$

$$f_{u_2}^{ench}(\bar{u}) = 1,198\bar{u}^3 - 3,446\bar{u}^2 + 3,42\bar{u} - 0,161 \quad (2.30)$$

$$f_{u_2}^{exau}(\bar{u}) = 1,2\bar{u}^3 - 3,5\bar{u}^2 + 3,6\bar{u} - 0,3 \quad (2.31)$$

Finalmente, cabe salientar que as equações anteriores estão normalizadas em função dos valores máximos de pressão e de tensão do sistema, isto é, $\bar{u} = u/u_{max}$, onde u_{max} é a tensão que corresponde à máxima abertura da servoválvula e $\bar{p}_i = (p_i - p_{atm})/(p_{sup} - p_{atm})$. O procedimento de normalização é realizado para facilitar a implementação experimental e de simulação.

2.3 Dinâmica do Atuador

O atuador está ilustrado na Figura 2.3, onde M é massa deslocada [kg], F_a é a força de atrito [N] e F_e é a força externa [N], A é área do cilindro atuador [m^2] e p_1 e p_2 são as pressões das câmaras 1 e 2 [Pa], respectivamente e C_f é o coeficiente de atrito viscoso utilizado [Ns/m]. Usando-se a 2ª lei de Newton, a equação que rege a dinâmica do atuador é definida como

$$M\ddot{y} + C_f\dot{y} + F_a + F_e = A(p_1 - p_2) \quad (2.32)$$

2.4 Atrito

O atrito é o efeito ocasionado pelo contato entre duas superfícies que apresenta movimento relativo. O atrito afeta o comportamento dos controladores dos sistemas pneumáticos,

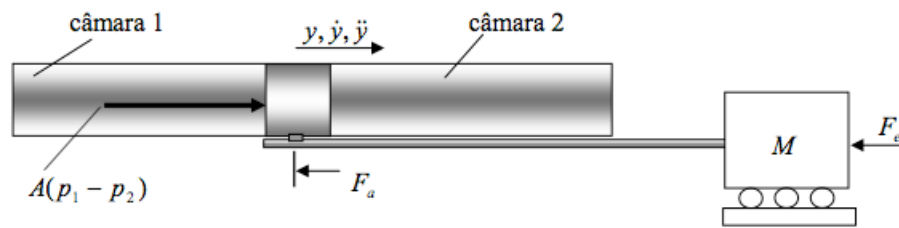


Figura 2.3 Equilíbrio de forças no êmbolo do cilindro atuador

pois apresenta uma característica não-linear e de difícil modelagem [Sobczyk S., 2009]. Vários parâmetros exercem influência no atrito, tais como: o estado de lubrificação, temperatura, direção do movimento, massa carregada, propriedade dos materiais, velocidade relativa, dentre outros. O atrito é resultado de uma interação complexa dessas variáveis e, muitas vezes, apresenta efeitos variantes no tempo [Perondi, 2002; Sobczyk S., 2009].

Nos posicionadores pneumáticos, a principal fonte de atrito provém do contato do anel de vedação com a camisa do cilindro [Perondi, 2002] e outros elementos que apresentam movimento relativo entre as partes, como o sensor de posição potenciométrico, *encoders*, as vedações da haste com o corpo do cilindro (quando o atuador possui haste), e outros equipamentos [Sobczyk S., 2009]. No cilindro atuador pneumático utilizado no presente trabalho, a vedação é feita com uma tira de material flexível localizada dentro da câmara e abaixo da fenda do cursor. Como a pressão no interior das câmaras é maior que a pressão atmosférica, a tira se comprime contra as paredes da fenda, favorecendo a vedação do cilindro atuador e, por outro lado, aumentando o atrito.

Neste estudo, usa-se o modelo clássico de atrito, baseado em um mapa estático onde é relacionada a força causada pelo atrito e a velocidade (ver Figura 2.4). Neste mapa pode-se observar o atrito de Coulomb, o atrito de viscoso e o efeito de Stribeck. Outros efeitos, como histerese, efeito *stiction*, efeito de quebra e movimentos de pré-deslizamento não são modelados. Modelos mais elaborados do atrito abordam todos os efeitos citados, podendo-se citar, neste caso, o modelo de LuGre de atrito [Sobczyk S., 2009; Perondi, 2002; Nouri et al., 2000]

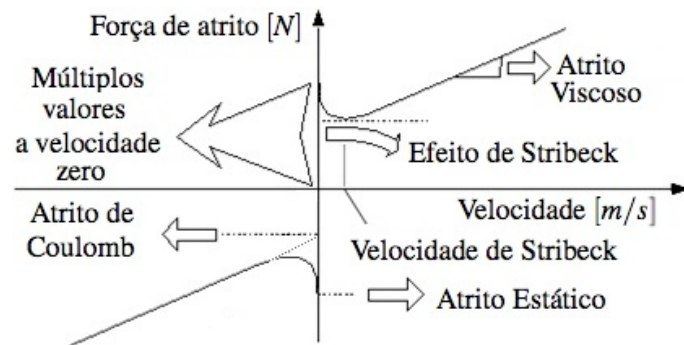


Figura 2.4 Curva estática da força de atrito *versus* velocidade

3 SISTEMA DE CONTROLE

Neste capítulo são apresentados os métodos de controle aplicados neste trabalho. Como já foi comentado, a teoria clássica de controle apresenta limitações, tais como a possibilidade de aplicação a plantas com não-linearidades simples e sistemas invariantes no tempo. Por esta razão, utilizou-se neste trabalho a teoria moderna de controle combinando os métodos de linearização por realimentação de estados e de alocação dos pólos. Estes métodos, aliados ao conceito de espaço de estados, permitem a solução de problemas com não-linearidades complexas. Também são apresentadas neste capítulo as análises de estabilidade e de robustez do controlador desenvolvido.

3.1 Espaço de Estados

Já foi comentado que os servoposicionadores pneumáticos apresentam não-linearidades complexas, principalmente devido à compressibilidade do ar e ao atrito e que a teoria linear clássica de controle não apresenta soluções adequadas para este tipo de sistema. Assim, utilizou-se a teoria de controle moderno que permite o tratamento de não-linearidades complexas como as apresentadas pelos servoposicionadores pneumáticos.

A teoria de controle moderno baseia-se na aplicação do conceito de variável de estado. De acordo com Ogata, 2000, o *vetor de estados* de um sistema dinâmico é o menor conjunto de n variáveis de estados, tal que o seu conhecimento em t_0 junto com uma entrada $u(t)$, para $t \geq t_0$, permite determinar o comportamento completo do sistema para qualquer período de $t \geq t_0$. As *variáveis de estado* são o menor conjunto das n variáveis, $x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)$ necessárias para se determinar o estado do sistema dinâmico.

O vetor de estados escolhido para ser utilizado neste trabalho é definido por $\vec{x} = [y \quad \dot{y} \quad \ddot{y}]^T$. As variáveis deste vetor representam, respectivamente, a posição, velocidade e aceleração. Define-se também um vetor das trajetórias desejadas representado por $\vec{x}_d = [y_d \quad \dot{y}_d \quad \ddot{y}_d]^T$, onde as variáveis deste são a posição, a velocidade e a aceleração desejada, respectivamente.

O controlador desenvolvido utiliza a técnica de realimentação dos estados com a subtração do vetor de estados pelo vetor das trajetórias desejadas. O vetor de erros é então representado por $\vec{x}_e = [\tilde{y}_d \quad \dot{\tilde{y}}_d \quad \ddot{\tilde{y}}_d]^T$ e suas variáveis são definidas na Equação (3.1). Esta estratégia foi usada para que o cursor do servoposicionador siga a trajetória desejada buscando a menor diferença entre os estados de sistema e os estados de referência. Com isto, o sinal de controle é proporcional ao erro dos estados, facilitando a análise de estabilidade.

$$\begin{aligned}\tilde{y} &= y - y_d \\ \dot{\tilde{y}} &= \dot{y} - \dot{y}_d \\ \ddot{\tilde{y}} &= \ddot{y} - \ddot{y}_d\end{aligned}\tag{3.1}$$

A teoria de controle moderno é baseada em equações diferenciais de primeira ordem, que podem ser combinadas para compor uma equação matricial de primeira ordem. Uma das vantagens desta abordagem consiste no fato de que o aumento do número de variáveis ou de entradas e saídas não aumenta a complexidade do problema [Ogata, 2000].

Conforme Slotine, 1991, um sistema dinâmico não-linear pode ser descrito como

$$\dot{x} = f(x, u, t)\tag{3.2}$$

$$y = h(x(t))\tag{3.3}$$

onde x representa as variáveis de estados, $f(x, u, t)$ representa as funções não-lineares dependentes, o vetor u representa as entradas do sistema e y representa a saída do sistema. Essa representação é utilizada no formato vetorial apresentando a seguir.

$$\vec{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix}\tag{3.4}$$

$$\vec{f}(x, u, t) = \begin{bmatrix} f_1(x_1(t), \dots, x_n(t), u_1(t), \dots, u_p(t)) \\ f_2(x_1(t), \dots, x_n(t), u_1(t), \dots, u_p(t)) \\ \vdots \\ f_n(x_1(t), \dots, x_n(t), u_1(t), \dots, u_p(t)) \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$\vec{u} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_p \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

O modelo linear em espaço de estado (usado mais adiante na Seção 3.3) é uma simplificação do modelo não-linear expresso por (3.2) e (3.3). Esse pode ser descrito através de um sistema dinâmico de ordem n , representado por uma equação diferencial do seguinte formato:

$$y^n + a_{n-1}y^{n-1} + \dots + a_2\dot{y} + a_1y = u \quad (3.7)$$

onde u é o sinal de controle e a_1, a_2, \dots, a_{n-1} representam os coeficientes do sistema e $y(t), \dot{y}(t), \dots, y^{(n-1)}(t)$ são as variáveis de estado.

Cabe ressaltar que a escolha das variáveis de estado para a descrição do sistema não é única. Desta forma, é possível escolher qualquer variável para formar o vetor de estados, desde que se tenha a quantidade mínima de variáveis que consiga descrever completamente a dinâmica do sistema. Pode-se definir genericamente o sistema como:

$$\begin{aligned} x_1 &= y \\ x_2 &= \dot{y} \\ &\vdots \\ x_n &= y^{(n-1)} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Em notação matricial, o sistema definido através da Equação (3.8) pode ser escrito como:

$$\dot{\vec{x}} = \underline{A}\vec{x} + \underline{B}u \quad (3.9)$$

$$\mathbf{y} = \underline{C}\vec{x} + \underline{D}u \quad (3.10)$$

onde,

$$\underline{A} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & \cdots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & \cdots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} & a_{n2} & a_{n3} & \cdots & a_{nn} \end{bmatrix}, \underline{B} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix}, \quad (3.11)$$

$$\underline{C} = \begin{bmatrix} c_1 & c_2 & c_3 & \cdots & c_n \end{bmatrix}, \underline{D} = 0$$

A matriz \underline{A} é denominada matriz de estado, \underline{B} é matriz de entrada, \underline{C} é a matriz de saída, \underline{D} é a matriz de transmissão direta e \vec{x} representa o vetor de estados

É possível descrever as derivadas dos estados, Equação (3.8), com respeito ao tempo como:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= x_3 \\ &\vdots \\ \dot{x}_{n-1} &= x_n \\ \dot{x}_n &= -a_{n-1}x_n - \cdots - a_2x_2 - a_1x_1 + u \end{aligned} \quad (3.12)$$

Pode-se, assim, escrever o sistema apresentado na Equação (3.7) com a matriz de estados na forma controlável, Equação (3.13). A forma controlável apresenta na última linha os coeficientes do sistema.

$$\underline{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -a_1 & -a_2 & -a_3 & \cdots & -a_{n-1} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

3.2 Projeto por Alocação dos Pólos

O projeto por Alocação dos Pólos consiste em uma estratégia de controle linear que permite impor uma dinâmica desejada a partir da determinação das posições dos pólos do sistema em malha-fechada. Essa dinâmica desejada serve para se obter as respostas do sistema que satisfaçam às especificações do projeto. Assim, a determinação da posição dos pólos é realizada através da definição dos critérios de desempenho. Para sistemas de 2ª ordem, estes critérios podem ser, por exemplo, o tempo de assentamento, tempo de atraso, tempo de subida, tempo de pico ou a sobrepasso [Franklin et al., 2006]. Após a definição dos critérios, são calculadas as posições desejadas para os pólos e através delas são calculados os ganhos do controlador de estados que impõem a dinâmica desejada em malha fechada.

A dinâmica do sistema desejado deve ser uma função da mesma ordem do sistema controlado. Neste trabalho, o servoposicionador pneumático foi modelado através um sistema de 3ª ordem. A função polinomial de 3ª ordem desejada correspondente é mostrada em (3.14) no domínio frequência. Para imposição dos parâmetros transitórios de projeto, o sistema é definido como um sistema de 2ª ordem sub-amortecido com um pólo real. Assim, seus coeficientes estão escritos em função de um índice de amortecimento ξ [*adimensional*], da frequência natural do sistema não-amortecido ω_n [*rad/s*] e da posição do terceiro pólo p_3 . Como se deseja especificar uma dinâmica dominante de 2ª ordem com o terceiro pólo tendo pouca influência sobre a dinâmica do sistema, aloca-se o mesmo no eixo real a uma distância da origem calculada a partir da multiplicação de uma contante P dos pólos complexos no eixo real desejado.

$$(s - p_3)(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2) \quad (3.14)$$

Assim, usando $j^2 = -1$, os pólos desejados ficam definidos por:

$$p_1 = -\xi \omega_n + j\omega_n \sqrt{1 - \xi^2} \quad (3.15)$$

$$p_2 = -\xi \omega_n - j\omega_n \sqrt{1 - \xi^2} \quad (3.16)$$

$$p_3 = -\xi \omega_n P \quad (3.17)$$

Existem várias maneiras para se definir o desempenho desejado de um sistema de 2ª ordem. Como se pode ver na Fig. 3.1, os parâmetros transitórios que se pode usar para analisar o desempenho são: tempo de atraso (t_d) [s], tempo de assentamento (t_s) [s], tempo de subida (t_r) [s], tempo de pico (t_p) [s] e sobrepasso (S_r) [adimensional].

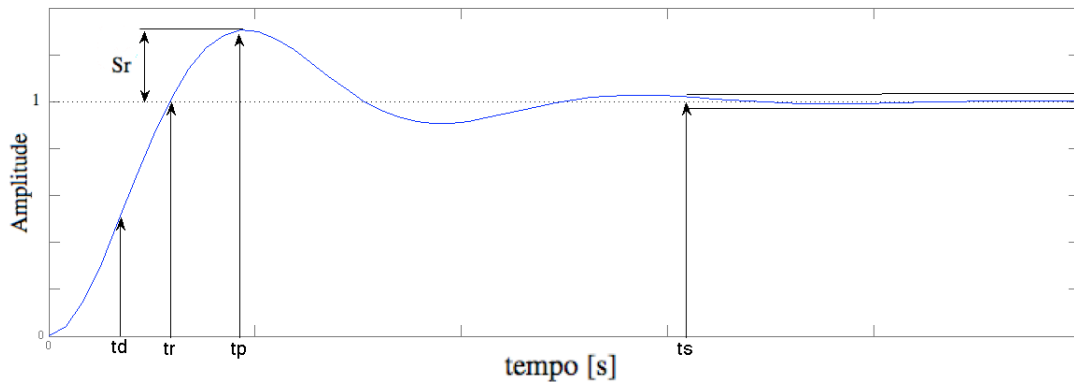


Figura 3.1 Resposta típica em malha-fechada

Os parâmetros transitórios estão descritos a seguir:

- O *tempo de atraso* (t_d) é o tempo necessário para a resposta alcançar a primeira vez a metade do valor final;
- *Tempo de subida* (t_r) é o tempo decorrido entre a partida do sistema da condição inicial até atingir o valor de referência;
- O *tempo de pico* (t_p) é o tempo necessário para a resposta atingir o primeiro pico do sobrepasso;

- O *tempo de assentamento* (t_s) é o tempo que a resposta do sistema permanece dentro de uma tolerância $\pm\delta$ em relação ao sinal de referência. Esta tolerância é especificada por uma porcentagem absoluta do valor final especificado, normalmente utiliza-se os valores de tolerância de 2% ou 5% da posição especificada; após este tempo, diz-se que o sistema está em *regime*;
- *Sobrepasso* (*Overshoot*) S_r é a diferença entre o valor de pico e o valor de referência, para o primeiro pico de resposta.

Neste trabalho foram utilizados os parâmetros de sobrepasso e do tempo de assentamento como critérios de desempenho do sistema. Estes parâmetros foram escolhidos por permitir uma resposta rápida limitando o sobrepasso máximo. O valor do índice de amortecimento é normalmente determinado pela especificação do sobrepasso e o tempo de acomodação é determinado principalmente pela frequência natural do sistema não-amortecido. Isto permite modificar o período transitório sem alterar o sobrepasso [Ogata, 2000].

A relação do sobrepasso com os parâmetros do sistema de 2ª ordem está expressa através da Equação (3.18), a partir da qual pode-se calcular o índice de amortecimento ξ através da Equação (3.19). Na Figura 3.2 pode-se ver a relação entre o índice de amortecimento e o sobrepasso.

$$S_r = e^{\frac{-\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}} \quad (3.18)$$

$$\xi = -\log(S_r) \frac{1}{\sqrt{(\log(S_r))^2 + \pi^2}} \quad (3.19)$$

O tempo de assentamento, Equação (3.20), foi utilizado com base em uma tolerância δ de 2% para se ter o menor erro de regime possível e aumentar a exigência do critério de desempenho. De acordo com Ogata, 2000, para este caso, o cálculo da frequência natural do sistema, ω_n , é feito por meio da seguinte expressão:

$$\omega_n = \frac{-\ln(0,02)}{\xi t_s} \quad (3.20)$$

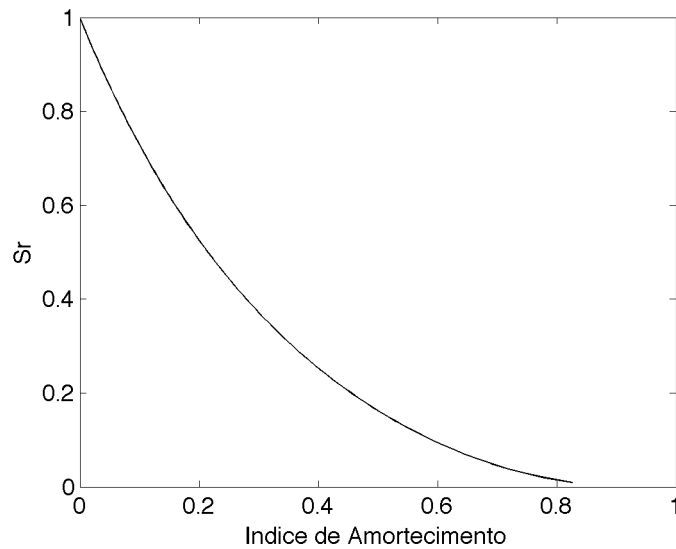


Figura 3.2 Relação entre o Sobrepasso (S_r) *versus* Índice de Amortecimento - ξ

Assim, pode-se igualar a equação do sistema desejado, Equação (3.14), à equação do sistema pneumático em malha fechada controlado pela técnica de realimentação de estados e calcular os ganhos de realimentação. Estes últimos levam os pólos do sistema pneumático em malha fechada para as posições desejadas no plano complexo.

3.3 O controle por Realimentação de Estados

O modelo linear do servoposicionador pneumático utilizado neste trabalho é um modelo de 3ª ordem resultante da linearização do modelo não-linear de 4ª ordem apresentado pelas equações (2.14), (2.15) e (2.32). A linearização de um servoposicionador pneumático foi realizada através das seguintes operações: linearizações das equações das vazões mássicas, da variação de pressão das câmaras do cilindro, do equilíbrio de forças do êmbolo e aplicação da hipótese de simetria das condições de operação da válvula e do cilindro atuador [Perondi e Guenther, 1999a]. Esta linearização está descrita passo a passo em Perondi, 2002.

Contudo, a linearização de um servoposicionador pneumático é severamente dependente da posição em que ela é feita. Por praticidade, a linearização proposta é realizada no ponto central do cilindro atuador. Com o ponto de linearização definido anteriormente e com a utilização de um cilindro atuador com comprimento útil de 1 [m], a frequência natural do servoposicionador pneumático é aproximadamente 50 [rad/s] em uma região que abrangem 60% do compri-

mento do cilindro atuador com o ponto de linearização no meio desta região, nos 40% restantes do comprimento do cilindro atuador (20% para cada lado do cilindro atuador) a frequência natural tende a aumentar conforme se afasta do ponto de linearização, conforme é mostrado na Figura 3.3.

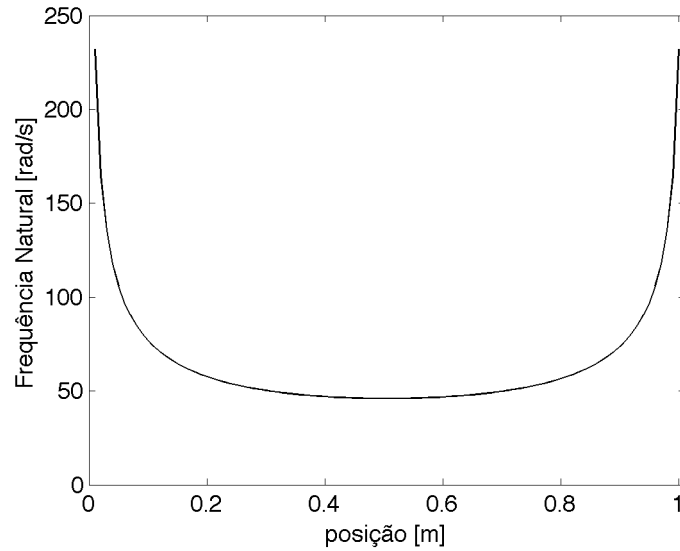


Figura 3.3 Frequência natural [rad/s] versus posição [m]

O modelo linear de 3ª ordem do servoposicionador pneumático pode ser descrito no formato matricial, conforme as equações (3.9) e (3.10). As matrizes \underline{A}_l , \underline{B}_l , \underline{C}_l e \underline{D}_l do modelo linear estão apresentadas na Equação (3.21),

$$\underline{A}_l = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -a_1 & -a_2 \end{bmatrix}, \underline{B}_l = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_0 \end{bmatrix}, \quad (3.21)$$

$$\underline{C}_l = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \underline{D}_l = 0,$$

onde $b_0 = (4ArRTK_q)/(MV)$ [m/s^3], $a_1 = (4rA^2p_i)/(MV)$ [s^{-2}] e $a_2 = C_f/M$ [m/s^3], os estados escolhidos foram $x_1 = y$, $x_2 = \dot{y}$ e $x_3 = \ddot{y}$. O termo K_q [kg/s] representa o ganho médio de vazão dos orifícios de saída da servoválvula e p_i representa a pressão média de suprimentos das câmaras.

Para aplicar a estratégia de *realimentação dos estados* ao modelo linear, o mesmo tem que ser controlável. De acordo com Chen, 1999, um sistema linear é *controlável* se a Equação

(3.9) ou o par de matrizes $(\underline{A}, \underline{B})$ puder ir de qualquer estado inicial, $\vec{x}(0) = \vec{x}_0$, para qualquer estado final $\vec{x}(t)$ em um tempo finito. Conforme verificado por Perondi e Guenther, 1999a, o modelo linear de 3ª ordem do servoposicionador pneumático é controlável. Este método também permite rearranjar os pólos do sistema em malha fechada para qualquer posição do plano complexo, caso todos os estados do modelo forem realimentados.

Como foram escolhidos os estados de posição, velocidade e aceleração para realizar o controle do sistema, esse controlador é denominado de *Controlador PVA*, pois faz a realimentação da posição, velocidade e aceleração. Aplica-se uma lei de controle da seguinte maneira $u(t) = -\vec{K}\vec{x}(t)$, onde $\vec{K} = [k_p \quad k_v \quad k_a]$ é o vetor de ganhos do controlador para posição, velocidade e aceleração, respectivamente. Calculando $\det[\lambda I - (\underline{A} - \underline{B}\vec{K})]$, tem-se que a equação característica no modelo apresentado na Equação (3.21) junto com a lei de controle é:

$$\lambda^3 + (b_0k_a + a_2)\lambda^2 + (b_0k_v + a_1)\lambda + b_0k_p = 0 \quad (3.22)$$

No controlador PVA percebe-se que a posição dos pólos do sistema é influenciada pelo valor dos ganhos do vetor \vec{K} . Cada ganho opera apenas uma variável de estado, como ilustrado na Fig. 3.4, para um problema de regulação em função da posição.

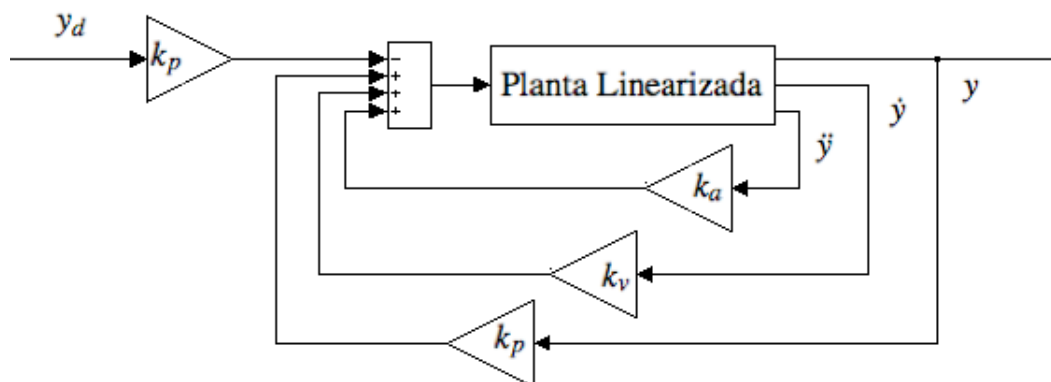


Figura 3.4 Realimentação dos estados completa, controle PVA - posição, velocidade e aceleração

3.4 Método de Linearização por Realimentação

A linearização por realimentação tem como objetivo diminuir os efeitos das não-linearidades de um sistema, tornando a resposta tão linear quanto possível. Chen, 1999, afirma que esse procedimento oferece diversas vantagens, tais como a redução dos efeitos das variações dos parâmetros, suprimindo os ruídos e perturbações. Este método permite a aplicação de técnicas de controle linear ao sistema linearizado, como PID e PVA, produzindo menos desvios em relação ao sistema físico real. Conforme Isidori e Di Benedetto, 1996, a linearização por realimentação de um sistema é usada para modificar a dinâmica interna original de uma planta a fim de que a mesma tenha características desejadas. Na Figura 3.5, verifica-se a presença de dois laços de controle, um interno que realiza a linearização do sistema e outro laço externo que realiza o seu controle.

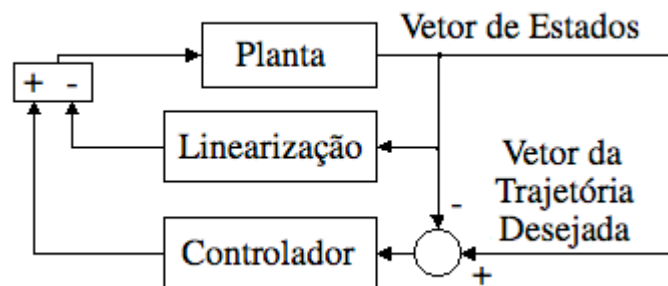


Figura 3.5 Linearização por Realimentação

A implementação do método de linearização por realimentação foi realizada a partir da Equação (2.32), utilizando as hipóteses que as forças de atrito F_a e as forças externas F_e são nulas. Derivando a referida equação em relação ao tempo, isolando o seu termo de maior ordem e substituindo o termo $\Delta \dot{p}$ pela Equação (2.17), tem-se:

$$\ddot{y} = -\frac{C_f}{M}\dot{y} + \frac{A_0}{M}(\hat{u} + \hat{h}) \quad (3.23)$$

O termo \hat{h} representa os parâmetros do sistema que não depende do sinal de controle u , Equação (2.19), e o termo \hat{u} representa os parâmetros do sistema que dependem do sinal de controle u , Equação (2.18). Esses termos fazem parte do equacionamento da dinâmica das pressões. A lei de controle \hat{u} apresentada na Equação (3.24) se refere ao sinal controle contendo

os termos da linearização e os ganhos do controlador por realimentação dos estados

$$\hat{u} = \frac{M}{A_0} \left(-k_1 \tilde{y} - k_2 \dot{\tilde{y}} - k_3 \ddot{\tilde{y}} + \frac{C_{fe}}{M} \ddot{y} + \ddot{y}_d \right) - \hat{h}_e \quad (3.24)$$

onde k_i , $i = 1 \dots 3$, são os ganhos da realimentação de estados, os termos C_{fe}/M e \hat{h}_e fazem parte da linearização do sistema, onde que C_{fe} representa a estimação do atrito viscoso e \hat{h}_e é a estimativa dos parâmetros do sistema (\hat{h}) e o termo \ddot{y}_d realiza a simplificação do sistema obtido. É agora realizada a substituição da Equação (3.24) na Equação (3.23). Com isto tem-se:

$$\ddot{y} = -\frac{C_f}{M} \dot{y} + \frac{A_0}{M} \left(\frac{M}{A_0} \left(-k_1 \tilde{y} - k_2 \dot{\tilde{y}} - k_3 \ddot{\tilde{y}} + \frac{C_{fe}}{M} \ddot{y} + \ddot{y}_d \right) - \hat{h}_e + \hat{h} \right) \quad (3.25)$$

utiliza-se a hipótese que $\Delta h = \hat{h} - \hat{h}_e$ e $\Delta C_f = C_f - C_{fe}$ são nulas, a simplificação da Equação (3.25) é

$$\ddot{\tilde{y}} = -k_1 \tilde{y} - k_2 \dot{\tilde{y}} - k_3 \ddot{\tilde{y}} \quad (3.26)$$

A forma de estado de espaço da Equação (3.26) é:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{y}} \\ \ddot{\tilde{y}} \\ \ddot{\tilde{y}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -k_1 & -k_2 & -k_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{y} \\ \dot{\tilde{y}} \\ \ddot{\tilde{y}} \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Pode-se simplificar representação da Equação (3.27) através de

$$\dot{\tilde{x}}_e = \underline{A}_c \tilde{x}_e \quad (3.28)$$

e sua transposta como

$$\dot{\tilde{x}}_e^T = \tilde{x}_e^T \underline{A}_c^T \quad (3.29)$$

onde

$$\underline{A}_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -k_1 & -k_2 & -k_3 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

$$\vec{x}_e = \begin{bmatrix} \tilde{y} \\ \dot{\tilde{y}} \\ \ddot{\tilde{y}} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

$$\dot{\vec{x}}_e = \begin{bmatrix} \dot{\tilde{y}} \\ \ddot{\tilde{y}} \\ \dddot{\tilde{y}} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

A matriz \underline{A}_c representa a matriz dos estados e \vec{x}_e é o vetor dos erros das variáveis de estado enquanto que $\dot{\vec{x}}_e$ representa a derivada do vetor de erros das variáveis de estado.

A Figura 3.6 ilustra um modelo em diagrama de controle da linearização por realimentação com a estratégia de alocação dos pólos.

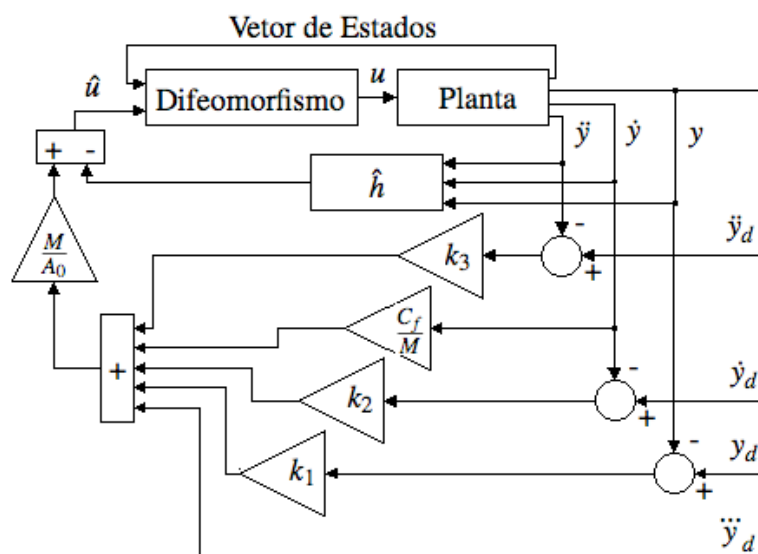


Figura 3.6 Linearização por Realimentação aplicada ao servoposicionador

A lei de controle $\hat{u}(p_1, p_2, y, u)$, Equação (3.24), não fornece diretamente o sinal de tensão u utilizado na servoválvula. Para isso, utiliza-se a relação conhecida como difeomorfismo,

essa relação realiza a inversão de \hat{u} para u utilizando as curvas polinomiais apresentadas na Seção 2.2, que representam as expressões de vazão mássica, $q_{m1} = q_{m1}(p_1, u)$ e $q_{m2} = q_{m2}(p_2, u)$, em função da pressão das câmaras e do sinal de tensão u ajustados para a servoválvula [Brun et al., 2002; Perondi, 2002].

3.5 Análise de Estabilidade do Controlador

A análise de estabilidade dos sistemas em malha fechada é realizada a partir das equações (3.23) e (3.24). No caso ideal, ela é realizada considerando que todos os parâmetros do sistema são conhecidos, não há forças externas (F_e), só é considerado o atrito viscoso (as outras formas de atrito são consideradas nulas) e a massa é constante. Com isso pode-se estabelecer o seguinte teorema para a convergência dos erros de seguimento:

Teorema - No caso ideal, todos os parâmetros das equações (3.23) e (3.24) são conhecidos e as incertezas dos parâmetros do sistema $\Delta h = \hat{h} - \hat{h}_e$ e do coeficiente de atrito viscoso $\Delta C_f = C_f - C_{fe}$ são nulas. A força de atrito e a força externa são nulas e a massa é constante. Nesse caso, o laço de linearização é considerado exato, por isso os pólos do sistema em malha fechada são definidos pelos ganhos da dinâmica desejada, como é mostrado na Equação (3.26), isso é chamado de *Dinâmica Zero* [Slotine, 1991]. Com isso, os erros de seguimentos convergem exponencialmente para zero à medida em que o tempo tende ao infinito.

Prova: Utiliza-se o método de Lyapunov para analisar a estabilidade. Por isso, define-se uma função escalar quadrática como

$$V(t) = \vec{x}_e^T \underline{P} \vec{x}_e \quad (3.33)$$

onde a matriz \underline{P} , que será apresentada posteriormente, deve ser uma matriz positiva definida para garantir a estabilidade do sistema. Derivando a Equação (3.33) em relação ao tempo e aplicando a regra da cadeia, resulta em

$$\dot{V}(t) = \dot{\vec{x}}_e^T \underline{P} \vec{x}_e + \vec{x}_e^T \underline{P} \dot{\vec{x}}_e \quad (3.34)$$

Substituindo as equações (3.28) e (3.29) na Equação (3.34) e simplificando a equação resultante, tem-se

$$\dot{V}(t) = \vec{x}_e^T (\underline{A}_c^T \underline{P} + \underline{P} \underline{A}_c) \vec{x}_e \quad (3.35)$$

Da Equação (3.39) percebe-se que para garantir a 2ª condição do 2º método de Lyapunov, a equação $\dot{V}(t)$ será negativa se o termo $(\underline{A}_c^T \underline{P} + \underline{P} \underline{A}_c)$ for negativo. Esse termo pode ser reescrito conforme mostrado na Equação (3.36)

$$(\underline{A}_c^T \underline{P} + \underline{P} \underline{A}_c) = -\underline{Q} \quad (3.36)$$

Onde \underline{Q} é uma matriz positiva definida, que nesse trabalho foi utilizada a matriz identidade de ordem 3. Calcula-se a Equação (3.36) para verificar a existência de alguma matriz \underline{P} positiva definida. A matriz \underline{P} calculada através da Equação (3.36) é:

$$\underline{P} = \begin{bmatrix} 2,83 \cdot 10^4 & 1,04 \cdot 10^3 & 5,33 \cdot 10^{-7} \\ 1,04 \cdot 10^3 & 5,24 \cdot 10^1 & 3,02 \cdot 10^{-2} \\ 5,33 \cdot 10^{-7} & 3,02 \cdot 10^{-2} & 1,10 \cdot 10^{-3} \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

Uma das garantias que a matriz \underline{P} é positiva definida se a mesma apresentar todos os autovalores positivos, os autovalores da matriz \underline{P} calculada é apresentada na Equação (3.38):

$$\lambda = \begin{bmatrix} 1,04 \cdot 10^{-3} \\ 1,45 \cdot 10^1 \\ 2,83 \cdot 10^4 \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

A função V escolhida atende as condições impostas pelo 2º método de Lyapunov. Prova-se, assim, a estabilidade exponencial do sistema em malha fechada com todos os parâmetros conhecidos pelo 2º método de Lyapunov [Slotine, 1991; Khalil, 1996].

No sistema apresentado pela Equação (3.26), percebe-se que os pólos do sistema são definidos pelos os ganhos do controlador (k_1, k_2, k_3) calculados a partir da dinâmica desejada. Essa posiciona os pólos do sistema em malha fechada no semi-plano esquerdo do plano complexo,

garantindo assim a estabilidade exponencial da estratégia de alocação dos pólos.

Vale ressaltar que a estabilidade exponencial é garantida através da Equação (3.39), onde α e γ são constantes estritamente positiva e o $\vec{x}(0)$ é o vetor com as condições iniciais.

$$\forall t > 0, \quad \|\vec{x}(t)\| \leq \alpha \|\vec{x}(0)\| e^{-\gamma t} \quad (3.39)$$

Assim, garantindo que os autovalores λ sejam positivos e sempre será possível obter-se valores de α e γ , arbitrariamente grandes, que satisfaçam a condição de estabilidade exponencial.

3.6 Análise da Robustez

Na Seção 3.5 foi apresentada a análise de estabilidade de um caso ideal, em que as incertezas paramétricas, ΔC_f e $\Delta \hat{h}$, são nulas. Nesta seção, será apresentado o caso não-ideal, em que o sistema em malha fechada analisado através das equações (3.23) e (3.24) apresenta a incertezas paramétricas não nulas, ou seja $\Delta C_f \neq 0$ e $\Delta \hat{h} \neq 0$. As outras hipóteses da Seção 3.5 continuam válidas, ou seja, as outras forças de atrito e as forças externas são nulas e a massa é constante.

Teorema - No caso não-ideal, ocorrem incertezas dos parâmetros do sistema $\Delta h = \hat{h} - \hat{h}_e \neq 0$, e incerteza no valor do coeficiente de atrito viscoso, $\Delta C_f = C_f - C_{fe} \neq 0$, enquanto que as outras parcelas da força de atrito e a força externa são consideradas nula, a aceleração é considerada limitada e a massa é constante. Com isso os erros de seguimentos convergem para uma região limitada à medida em que o tempo tende ao infinito.

Prova: A lei de controle (3.24) é rerepresentada nesta seção, contendo os termos de atrito viscoso estimado C_{fe} e os parâmetros do sistema estimados \hat{h}_e . O desvio $\Delta h = \hat{h} - \hat{h}_e$ que representa a incerteza dos parâmetros do sistema e o desvio $\Delta C_f = C_f - C_{fe}$ que representa a incerteza do coeficiente do atrito viscoso são agora considerados não nulos. Assim,

$$\hat{u} = \frac{M}{A_0} \left(-k_1 \tilde{y} - k_2 \dot{\tilde{y}} - k_3 \ddot{\tilde{y}} + \frac{C_{fe}}{M} \dot{y} + \ddot{y}_d \right) - \hat{h}_e \quad (3.40)$$

Substituindo a Equação (3.40) na Equação (3.23) resulta

$$\ddot{y} = -\frac{C_f}{M}\dot{y} + \frac{A_0}{M} \left(\frac{M}{A_0} \left(-k_1\tilde{y} - k_2\dot{\tilde{y}} - k_3\ddot{\tilde{y}} + \frac{C_{fe}}{M}\dot{y} + \ddot{y}_d \right) - \hat{h}_e + \hat{h} \right) \quad (3.41)$$

que, simplificada, pode ser reescrita como

$$\ddot{\tilde{y}} = -k_1\tilde{y} - k_2\dot{\tilde{y}} - k_3\ddot{\tilde{y}} + \frac{A_0}{M}\Delta\hat{h} - \frac{\Delta C_f}{M}\dot{y} \quad (3.42)$$

Define-se agora uma função escalar \hat{g} , Equação (3.43), que representa as incertezas do sistema:

$$\hat{g} = \frac{A_0}{M}\Delta\hat{h} - \frac{\Delta C_f}{M}\dot{y} \quad (3.43)$$

Este termo apresenta um limite máximo na forma que $\hat{g}_{max} \leq \bar{\hat{g}}$. Para \hat{g} ser limitada seus termos também têm que ser limitados. Com isso, é necessário que A_0 e M sejam constantes e diferentes de zero. O termo $\Delta\hat{h}$ é limitado para $\Delta\hat{h} \leq \overline{\Delta\hat{h}}$, devido ao fato de que mesmo que \hat{h} aumente, \hat{h}_e também aumentará na mesma proporção, mantendo apenas a diferença entre eles $\overline{\Delta\hat{h}}$. Além disto, ΔC_f é também limitado, pois, $\Delta C_f \leq \overline{\Delta C_{fe}}$, devido ao fato de que C_{fe} é proporcional a C_f . Assim, caso um aumento de valor, o outro aumentará junto, mantendo a proporção. A aceleração \ddot{y} é por hipótese, considerada limitada.

Aplicando a notação matricial apresentada na Equação (3.9), obtém-se, a partir da (3.42):

$$\dot{\vec{x}}_e = \underline{A}_r \vec{x}_e + \underline{B}_r \hat{g} \quad (3.44)$$

onde

$$\underline{A}_r = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -k_1 & -k_2 & -k_3 \end{bmatrix}, \quad \underline{B}_r = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

Usa-se agora desenvolvimento semelhante da Seção 3.5, tomando por base a seguinte função não-negativa

$$V(t) = \vec{x}_e^T \underline{P} \vec{x}_e \quad (3.46)$$

onde \vec{x}_e^T é descrito na Equação (3.47):

$$\dot{\vec{x}}_e^T = \vec{x}_e^T \underline{A}_r^T + \underline{B}_r^T \hat{g} \quad (3.47)$$

Derivando a Equação (3.46) em relação ao tempo, aplicando as equações (3.44) e (3.47) e fazendo as devidas manipulações algébricas, obtém-se

$$\dot{V}(t) = \vec{x}_e^T (\underline{A}_r^T \underline{P} + \underline{P} \underline{A}_r) \vec{x}_e + \underline{B}_r^T \hat{g} \underline{P} \vec{x}_e + \vec{x}_e^T \underline{P} \underline{B}_r \hat{g} \quad (3.48)$$

A Equação (3.48) pode ser simplificada com o auxílio do teorema de Rayleigh-Ritz [Casanova, 2007]. Como \hat{g} é escalar, seu maior valor é calculado como $|\hat{g}_{max}|$ e resulta

$$\dot{V}(t) \leq -\lambda_{min}(\underline{Q}) \|\vec{x}_e\|^2 + \|\underline{B}_r\| |\hat{g}_{max}| \lambda_{max}(\underline{P}) \|\vec{x}_e\| + \|\vec{x}_e\| \lambda_{max}(\underline{P}) \|\underline{B}_r\| |\hat{g}_{max}| \quad (3.49)$$

Lembrando que $\underline{B} = [0 \ 0 \ 1]^T$, então a $\|\underline{B}_r\| = 1$, simplificando a (3.49). A derivada de $V(t)$ pode então ser reescrita como:

$$\dot{V}(t) \leq -\lambda_{min}(\underline{Q}) \|\vec{x}_e\|^2 + 2 |\hat{g}_{max}| \lambda_{max}(\underline{P}) \|\vec{x}_e\| \quad (3.50)$$

A Equação (3.50) mostra que \dot{V} não é negativa definida para todo $\vec{x}_e \neq 0$, mesmo que a matriz \underline{Q} seja positiva definida.

Da Equação (3.50) verifica-se que a condição suficiente para que \dot{V} seja não-positiva é

$$\|\vec{x}_e\| > \frac{2\lambda_{max}(\underline{P}) |\hat{g}_{max}|}{\lambda_{min}(\underline{Q})} \quad (3.51)$$

Se a expressão (3.51) for satisfeita, $\dot{V}(t)$ é negativa e $V(t)$ decresce. Com isso, o vetor de erros $\|\vec{x}_e\|$ decresce. Por outro lado, quando $\|\vec{x}_e\|$ decresce a ponto de satisfazer

$$\|\vec{x}_e\| \leq \frac{2\lambda_{\max}(\underline{P}) |\hat{g}_{\max}|}{\lambda_{\min}(\underline{Q})} \quad (3.52)$$

$\dot{V}(t)$ se torna positiva. Nestas condições, é possível que $\|\vec{x}_e\|$ volte a crescer. No entanto, isso só pode ocorrer até que a condição imposta pela Equação (3.51) seja satisfeita. Assim, verifica-se que a região em torno da origem no espaço de estados definida pela Equação (3.52) é invariante. Portanto, os erros de seguimento do sistema em malha fechada convergem assintoticamente para a região em torno da origem cujo limite é definido na Equação (3.52), o que completa a prova.

3.7 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo, foi apresentada a técnica de projeto por alocação dos pólos e controle por realimentação total dos estados para servoposicionadores pneumáticos. Também foi desenvolvida a combinação destas técnicas com a estratégia de linearização por realimentação aplicada a servoposicionador pneumático. A análise de estabilidade do controlador proposto foi realizada para o caso ideal ($\Delta\hat{h} = 0$ e $\Delta C_f = 0$) provando a estabilidade com a convergência assintótica dos erros de seguimento para zero. Por outro lado, a análise de robustez (onde $\Delta\hat{h} \neq 0$ e $\Delta C_f \neq 0$) mostra que o sistema é estável e o erro de seguimento converge assintoticamente para uma região limitada quando $t \rightarrow \infty$.

4 MATERIAIS E MÉTODOS

A bancada pneumática se encontra instalada no Laboratório de Mecatrônica e Controle (LAMECC) do Departamento de Engenharia Mecânica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul. Neste capítulo, são descritos os equipamentos da bancada pneumática, suas especificações e calibração dos sistemas de instrumentação.

4.1 Equipamentos

A bancada pneumática utilizada neste trabalho é apresentada na Figura 4.1. Na Figura 4.2 estão apresentados em detalhes os componentes do sistema pneumático. Os equipamentos são: cilindro atuador, servoválvula proporcional, transdutores de pressão, régua potenciométrica linear, interface de controle e aquisição, filtros de ar, além de outros equipamentos básicos.

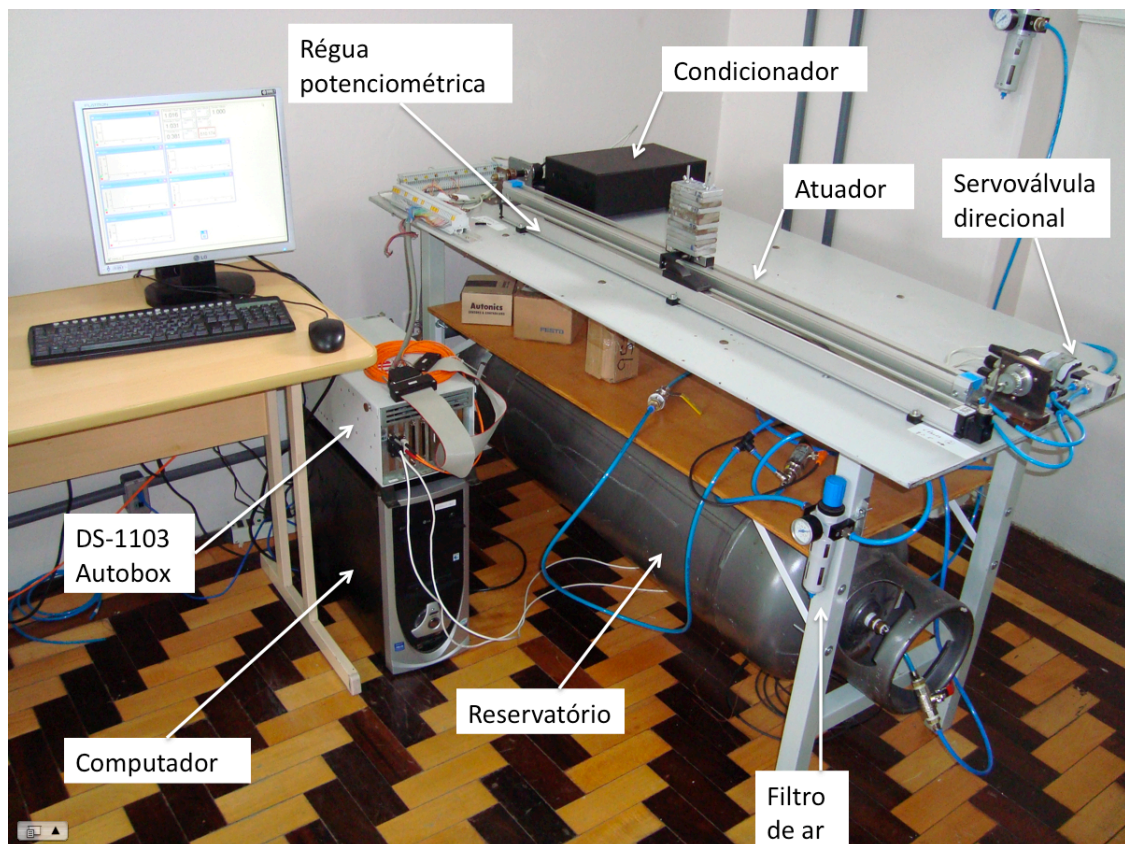


Figura 4.1 Bancada pneumática experimental no LAMECC - UFRGS

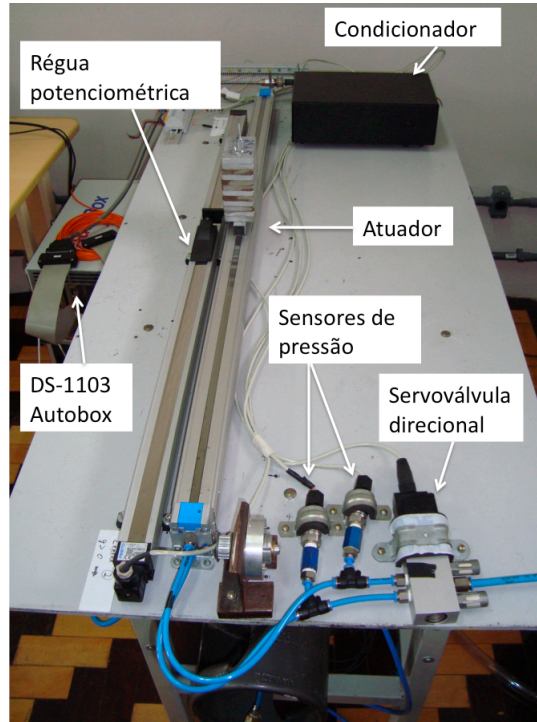


Figura 4.2 Detalhe da bancada pneumática experimental no LAMECC - UFRGS

4.1.1 Cilindro Atuador

O cilindro atuador pneumático utilizado foi fabricado pela FESTO e o seu modelo é DGP-25-1000-PPV-A-B. Na Tabela 4.1 encontram-se as suas principais características. O cilindro atuador é um dos principais equipamentos dos servoposicionadores pneumáticos.

Tabela 4.1 Características do atuador pneumático

Fabricante	FESTO
Modelo	DGP-25-1000-PPV-A-B
Diâmetro do êmbolo	0,025 [m]
Construção	Cilindro pneumático de dupla ação
Pressão de serviço	$(2 \cdot 10^5 \text{ a } 8 \cdot 10^5)$ [Pa]
Força de atuação	295 [N]
Temperatura admissível	$(-10 \text{ a } +60)$ [°C]
Curso útil nominal	1 [m]
Massa do êmbolo	0,18 [kg]
Velocidade máxima do carro a $6 \cdot 10^5$ [Pa] e 20 [°C]	1 [m/s] para uma massa de 3 [kg]

4.1.2 Servoválvula Direcional

Utilizou-se a servoválvula direcional modelo MPYE 5 – 1/8 fabricada pelo FESTO. Essa servoválvula direcional possui cinco orifícios de passagem e três ressaltos de bloqueio. Os ressaltos de bloqueio desta servoválvula são maiores que os orifícios de passagem, isso caracteriza a servoválvula direcional utilizada como sendo de centro fechado. Na figura 4.3 pode-se observar o esquemática do servoválvula. Onde p_s é a pressão de suprimento, p_{atm} é a pressão atmosférica, p_1 é a pressão da câmara 1, p_2 é a pressão da câmara 2 e $x_v(u)$ é o deslocamento do carretel em função da tensão aplicada u . Na Tabela 4.2 são apresentadas as principais características da servoválvula direcional utilizada. As saídas p_1 e p_2 foram conectados aos respectivos sensores de pressão da câmara 1 e 2 e a entrada de pressão p_s foi conectada a saída do compressor.

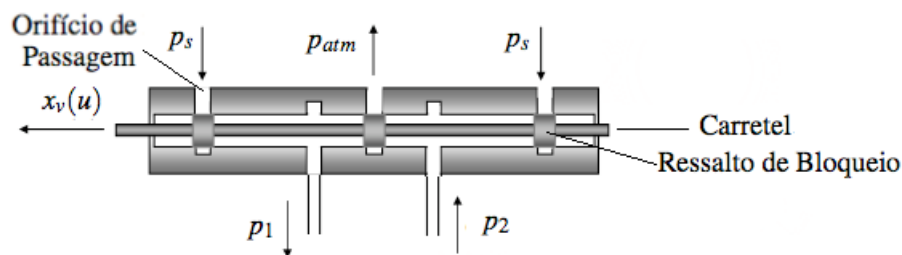


Figura 4.3 Desenho esquemático da servoválvula direcional utilizada

Tabela 4.2 Características da servoválvula direcional

Fabricante	FESTO
Modelo	MPYE 5-1/8
Tipo	5/3 vias
Pressão absoluta de trabalho	(0 a 1) [MPa]
Vazão nominal teórica	700 [l/min](11,66.10 ⁻³ [m ³ /s])
Temperatura do fluido de trabalho	(+5 a +40) [°C]
Temperatura ambiente	(0 a +50) [°C]
Tensão teórica de trabalho	(0 a 10) [V _{DC}], posição central em 5 [V _{DC}]
Tempo de resposta na faixa de (2 a 8) [V]	5 [ms]
Potência absorvida	Máximo 20 [W]

4.1.3 Transdutores de Posição

Utilizou-se um transdutor potenciométrico de posição linear fabricado pela FESTO, modelo MLO-POT-1000-TLF, cujas características estão apresentadas na Tabela 4.3. O transdutor potenciométrico de posição foi utilizado, pois possui uma alta repetibilidade, boa linearidade e uma baixa resolução (0,01 [mm]). O transdutor de posição foi montado paralelamente ao cilindro atuador e os seus cursores foram acoplados solidariamente. Obteve-se através da derivação no tempo da posição o valor da velocidade e da derivação no tempo da velocidade obteve-se o valor da aceleração. A sigla [%fs] representa o percentual em relação ao fundo de escala do sensor.

Tabela 4.3 Características do transdutor potenciométrico de posição linear

Fabricante	FESTO
Modelo	MLO-POT-1000-TLF
Curso útil nominal	1 [m]
Resolução de trajeto	0,01 [mm]
linearidade de resposta	0,04 [%fs]
Tensão de alimentação	Máximo 42 [V_{DC}]
Velocidade máxima admissível	10 [m/s]
Aceleração máxima admissível	200 [m/s^2]

4.1.4 Transdutores de Pressão

Os transdutores de pressão foram utilizados para medir a pressão nas câmaras do cilindro atuador. Utilizou-se dois transdutores de pressão relativa da Huba Control do modelo 510 para pressões de 0 a 1 [MPa], cada um acoplado a uma câmara do cilindro atuador e a saída da servoválvula direcional. Na Tabela 4.4 apresenta-se as principais características dos transdutores de pressão utilizados. O modelo de transdutor de pressão utilizado é do tipo de membrana com um extensômetro de resistência elétrica (*strain gauge*).

Tabela 4.4 Características do transdutor de pressão relativa

Fabricante	Huba Control
Modelo	510
Pressão manométrica de entrada	(0 a 1) [MPa]
Corrente elétrica de saída (C.C)	(4 a 20) [mA_{DC}]
Resolução de entrada	0,3 [%fs]
Desvio máximo combinado (linearidade + histerese + repetitividade)	0,5 [%fs]
Tensão de alimentação (C.C.)	(12 a 33) [V_{DC}]

4.1.5 Filtros de Ar

Os filtros de ar servem para retirar partículas e eliminar a umidade do ar comprimido. Utilizou-se o modelo LFR-1/4-MINI da FESTO cuja principais características da unidade de condicionamento do ar podem ser vistas na Tabela 4.5. O filtro de ar foi instalado a montante do reservatório de ar da bancada e da servoválvula direcional.

Tabela 4.5 Características do condicionar de ar

Fabricante	FESTO
Modelo	LFR-1/4-MINI
Pressão de entrada	(0,1 a 1,6) [MPa]
Faixa de regulagem de pressão	(0,05 a 1,2) [MPa]
Grau de filtragem	40 [μm]
Vazão nominal padrão	1400 [l/min] (0,023 [m^3/s])
Temperatura admissível	(-10 a +60) [$^{\circ}\text{C}$]

4.1.6 Interface de controle

Neste trabalho, utilizou-se a placa de controle e aquisição da dSPACE no modelo DS1103, esse foi instalado em um computador industrial própria para esta interface, o gabinete contendo o conjunto eletrônico é denominado *Autobox* e é fabricado pela dSPACE. Utilizou-se o pacote computacional Matlab-Simulink® para implementar o controlador na dSPACE DS-1103. Foi utilizado o método numérico de Euler, com a frequência de aquisição de $2 \cdot 10^{-4} \text{s}$. Na Tabela 4.6 estão apresentadas as principais características da placa de controle dSPACE DS-1103. Condicionadores de sinais foram utilizados para condicionar os sinais adquiridos nos valores compatíveis aos de aquisição da dSPACE.

Tabela 4.6 Características da dSPACE DS-1103

Fabricante	dSPACE
Modelo	DS-1103 Autobox
Entradas para conversão A/D	20 (de 16 <i>bits</i> cada)
Saídas com conversão D/A	8 (de 16 <i>bits</i> cada)
Entradas/saídas digitais	32 <i>bits</i> configuráveis individualmente
Frequência de operação do processador	1,0 [GHz]
Memória interna	96 [MB] global + 32 [MB] <i>flash</i>

4.1.7 Caracterização das Frequências de Corte de Filtragem

Utilizou-se filtros digitais para atenuar os ruídos dos sinais medidos de posição, velocidade, aceleração e pressões. A adição de filtros diminui o ruído do sinal gerado na aquisição, mas também acrescenta um atraso de fase no sinal. Através de ensaios experimentais foram definidos dois conjuntos de filtros digitais que apresentam os melhores resultados. As características desses conjuntos são apresentados nas Tabelas 4.7 e 4.8. Na Tabela 4.7 expõe-se o conjunto de filtros denominado de "Baixo", pois apresenta uma baixa frequência de corte em relação ao segundo conjunto de filtros. Esse segundo conjunto de filtro é apresentado na Tabela 4.8 e é denominado de "Alto". Apesar dos filtros digitais utilizados na aquisição também foi utilizado um filtro de pós processamento, apresentado na Tabela 4.9. O filtro de pós processamento foi definido através das análises dos gráficos gerados, escolhendo-se o filtro que menos prejudicasse o comportamento do sinal de controle.

Tabela 4.7 Características dos Filtros Digitais com frequências de corte baixas

Filtro	Frequência de corte [rad/s]	Ordem	Tipo
Posição	400	2	Butterworth
Velocidade	60	1	Butterworth
Aceleração	40	1	Butterworth

Tabela 4.8 Características dos Filtros Digitais com frequências de corte altas

Filtro	Frequência de corte [rad/s]	Ordem	Tipo
Posição	600	2	Butterworth
Velocidade	100	1	Butterworth
Aceleração	100	1	Butterworth

Tabela 4.9 Características do Filtro Digital de pós processamento

	Frequência de corte [rad/s]	Ordem	Tipo
Filtro	30	3	Butterworth

4.2 Valores dos Parâmetros da Bancada Experimental

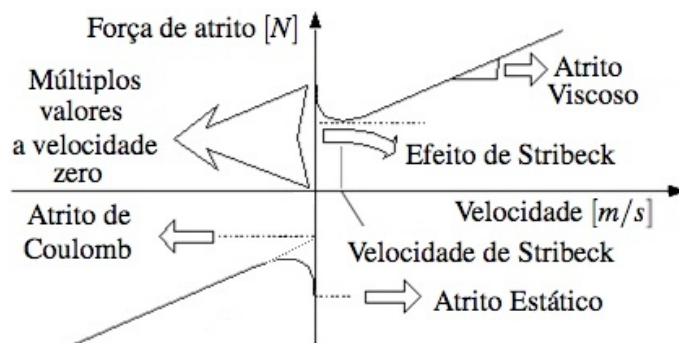
Nesta sessão, estão apresentados os valores numéricos dos parâmetros do sistema estudado. Alguns destes parâmetros foram calculados a partir das referências obtidas nos manuais dos fabricantes dos equipamentos utilizados, como a área útil do êmbolo do cilindro atuador. Outros parâmetros foram obtidos na literatura específica da área, como a relação de calores específicos do ar (r) e da constante universal dos gases (R) obtidos dos livros Fox e McDonald, 1981 e Van Wylen et al., 2003. Além disso, alguns foram adquiridos a partir de medições experimentais, como as pressões de suprimento e atmosféricas que foram medidas através dos transdutores de pressão mencionados anteriormente, a vazão nominal volumétrica foi medida utilizando-se um sensor de vazão do tipo turbino no modelo SVTG19/19 fabricado pela Con-tech, a temperatura foi utilizado um termômetro de bulbo seco, a massa foi medida através de uma balança de precisão com resolução de 1g e os volumes mortos foram calculados através da multiplicação dos comprimentos dos tubos pela sua área. Na Tabela 4.10 são apresentados os valores numéricos utilizados neste estudo.

Tabela 4.10 Valores numéricos dos parâmetros do sistema

Parâmetro	Valor
A - área útil do êmbolo do cilindro atuador	$4,91 \cdot 10^{-4} [m^2]$
r - relação de calores específicos do ar	1,4 [adimensional]
R - constante universal dos gases	286,9 [J kg/K]
V_{10} - volume morto da linha de conexão 1	$1,96 \cdot 10^{-6} [m^3]$
V_{20} - volume morto da linha de conexão 2	$4,9 \cdot 10^{-6} [m^3]$
T - temperatura do ar de suprimento	293,0 [K]
M - massa carregada	3,5 [kg]
p_{sup} - pressão de suprimento utilizada nos ensaios	$6,0 \cdot 10^5$ [Pa]
p_{atm} - pressão atmosférica	$1,0 \cdot 10^5$ [Pa]
Q_N - vazão nominal volumétrica medida	$7,0 \cdot 10^{-3} [m^3/s]$

4.2.1 Estimativa do Coeficiente de Atrito Viscoso

O modelo de atrito viscoso foi utilizado para compensar parte do atrito existente no cilindro atuador. Este modelo representa uma parte da força de atrito que atua quando as superfícies em contato estão se movimentando com velocidade relativa, essa velocidade em módulo deve ser superior à velocidade de Stribeck, Figura 4.4. Conforme a velocidade relativa de contato aumenta, a força do atrito viscoso aumenta de acordo com uma constante de proporcionalidade. Em velocidades próximas a zero, outros efeitos do atrito dominam o comportamento, sendo a força de atrito viscoso aproximadamente nula nesta região.

Figura 4.4 Curva estática da força de atrito *versus* velocidade

Utiliza-se um mapa estático do atrito do servoposicionador pneumático para se obter o coeficiente de atrito viscoso. O mapa estático do atrito foi obtido experimentalmente com a aquisição da força resultante do movimento do êmbolo em diversas velocidades constantes. A Figura 4.5 representa o mapa estático do atrito, onde o eixo das abscissas representa a velocidade do êmbolo e o eixo das ordenadas representa a força de atrito. A região próxima à velocidade zero apresenta efeitos do atrito que são pouco compensados pelo no modelo de atrito viscoso, pois a força de atrito viscoso estimada é proporcional a velocidade. Os pontos na velocidade zero representam a força de atrito estático do sistema.

Para estimar o coeficiente de atrito viscoso utilizou-se do método mínimos quadrados para ajustar uma função linear ao mapa estático do atrito adquirido. Sendo obrigatório a passagem da função linear no ponto de velocidade e força zero, pois caso passe por outro ponto o efeito do atrito deixa de ser uma força reativa. Outras funções podem se ajustar melhor mapa estático do atrito adquirido, mas essas funções podem apresentar complicações na análise de estabilidade. A equação de reta que representa a caracterização do coeficiente de atrito viscoso é apresentada na Equação (4.1). Nas simulações e nos ensaios experimentais utiliza-se do valor do coeficiente angular de 88 [Ns/m] como o valor da estimativa do coeficiente de atrito viscoso

$$F(\dot{y}) = 88,5740\dot{y} \quad (4.1)$$

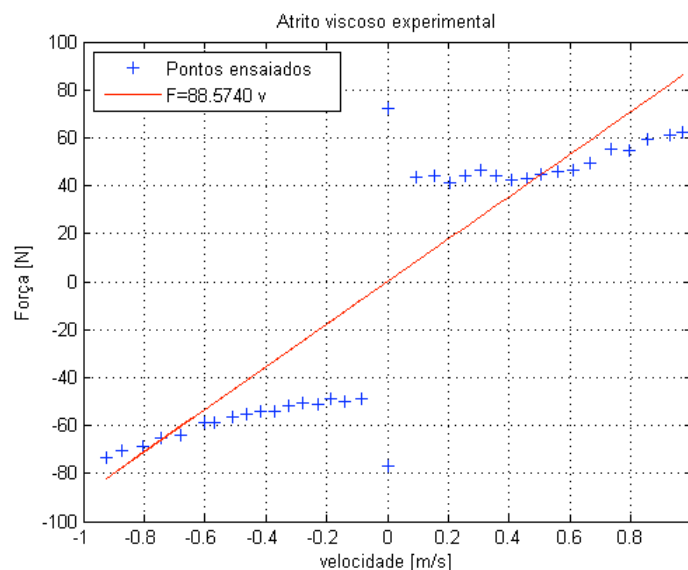


Figura 4.5 Atrito viscoso experimental

4.2.2 Caracterização do Transdutor de Posição

O transdutor potenciométrico de posição utilizado apresenta uma resposta linear em tensão correspondente à posição do cursor na régua potenciométrica, pois esse pode ser considerado como uma resistência variável. Devido às limitações da interface de controle, a tensão máxima fornecida pela régua potenciométrica deve ser de 10 [V].

A calibração do transdutor de posição ocorreu com a divisão do mesmo em três segmentos de aproximadamente 333,3 [mm]. Mediu-se o comprimento de cada secção com um paquímetro de 500 mm de comprimento com resolução de 0,02 mm fabricado pela TESA. Efetuaram-se aquisições da tensão em função da distância percorrida nos três segmentos. O resultado da calibração é representado por uma relação linear apresentada através da Equação (4.2). Esta equação permite realizar a conversão de metros em tensão.

$$\Delta V_r(y) = k_{tp}\Delta y \quad (4.2)$$

Na Equação (4.2), $\Delta V_r(y)$ é a variação da tensão em função da posição, Δy é a variação da posição e k_{tp} é uma constante positiva referente ao coeficiente angular de calibração e seu valor foi determinado experimentalmente como sendo 9,6 [V/m].

4.2.3 Caracterização do Transdutor de Pressão

Os transdutores de pressão utilizados na bancada pneumática são especificados para atuar na faixa de pressão entre 0 a 1 [MPa], correspondendo ao sinal de saída em corrente de 4 a 20 [mA], respectivamente. A calibração dos transdutores de pressão foi realizada experimentalmente com auxílio de um transdutor de pressão calibrado do modelo PN20 fabricado pela *ifm Electronic*. O transdutor de pressão de referência apresenta a mesma faixa de operação em pressão, o mesmo formato do sinal de saída dos transdutores de pressão utilizados na bancada pneumática. Utiliza-se o método dos mínimos quadrados para ajustar as curvas de pressões dos transdutores de pressões utilizados na bancada a curva de pressão do transdutor de pressão de referência. As equações (4.3) e (4.4) correspondem as equações de calibração dos transdutores de pressão das câmaras 1 e 2, respectivamente. A variável em corrente i [mA] corresponde ao

sinal de saída do transdutor de pressão.

$$P_1(i) = (1,6114i - 3,9464)10^5 [Pa] \quad (4.3)$$

$$P_2(i) = (1,6027i - 3,9515)10^5 [Pa] \quad (4.4)$$

5 RESULTADOS E DISCUSSÕES DAS SIMULAÇÕES E EXPERIMENTOS

Neste capítulo, exibem-se os resultados e as análises das simulações e dos ensaios experimentais do controlador proposto na Seção 3.4 e do controlador linear de realimentação dos estados (PVA) descrito na Seção 3.3. Foram utilizadas duas trajetórias desejadas, uma senoidal e uma polinomial de 7ª ordem.

5.1 Parâmetros e Definições Utilizados nas Simulações e Experimentais

Nesta seção são apresentados os parâmetros dos sistemas utilizados nas simulações e ensaios experimentais. Os critérios de desempenho utilizados neste capítulo foram definidos na Seção 3.2 e são: o sobrepasso $M_p = 1\%$ e o tempo de assentamento $t_s = 0,5$ [s]. Esses mesmos critérios de desempenho são usados nas simulações e na implementação experimental. A partir dos critérios de desempenho define-se os pólos do sistema em malha fechada, esses são apresentados na Tabela 5.1

Tabela 5.1 Pólos do sistema desejado

p_1	p_2	p_3
$-8,0 + 5,46 \cdot j$	$-8,0 - 5,46 \cdot j$	$-80,0$

Utiliza-se do *valor médio quadrático* (RMS - *root mean square*) que é uma medida estatística da magnitude de uma quantidade variável [Bendat e Piersol, 2000]. O RMS é utilizado para auxiliar na interpretação dos resultados, verificando qual controlador apresenta a menor incerteza de posição. No seguimento de trajetória (trajetória senoidal) o RMS foi utilizado em toda a trajetória. Contudo, no posicionamento (trajetória polinomial) o RMS foi utilizado apenas para verificar o erro de parada nos ensaios experimentais.

A seguinte nomenclatura foi utilizada nas legendas das figuras e no texto que seguem. Define-se que a sigla *LR* representa o controlador por linearização por realimentação dos estados e projeto por alocação dos pólos descrito na Seção 3.4, enquanto que a sigla *PVA* representa o

controlador linear por realimentação dos estados como já definido na Seção 3.3 e y_d , \dot{y}_d e \ddot{y}_d representam as trajetórias desejadas de posição, velocidade e aceleração, respectivamente.

Apesar da utilização dos filtros digitais, nas Tabelas 4.7 e 4.8, no momento da aquisição os sinais medidos, esses apresentam uma forte influência do ruído, como pode ser observado na Figura 5.1 com a saturação do sinal de controle. A saturação do sinal de controle acontece quando o mesmo alcança os valores de $+1$ ou -1 , que representam os valores de máximos de tensão na servoválvula. A saturação do sinal de controle no controlador proposto descaracteriza o mesmo. Por isso, utilizou-se o filtro de pós processamento (Tabela 4.9) nos sinais adquiridos com o objetivo de reduzir o ruído e facilitar uma comparação dos resultados. Os resultados filtrados dos sinais mostrado na Figura 5.1 são apresentados na Figura 5.2. Utiliza-se a filtragem de pós-processamento dos sinais de controle, velocidade, aceleração, pressões, força efetiva e de atrito e na estimativa dos parâmetros do sistema (\hat{h}_e) dos ensaios experimentais.

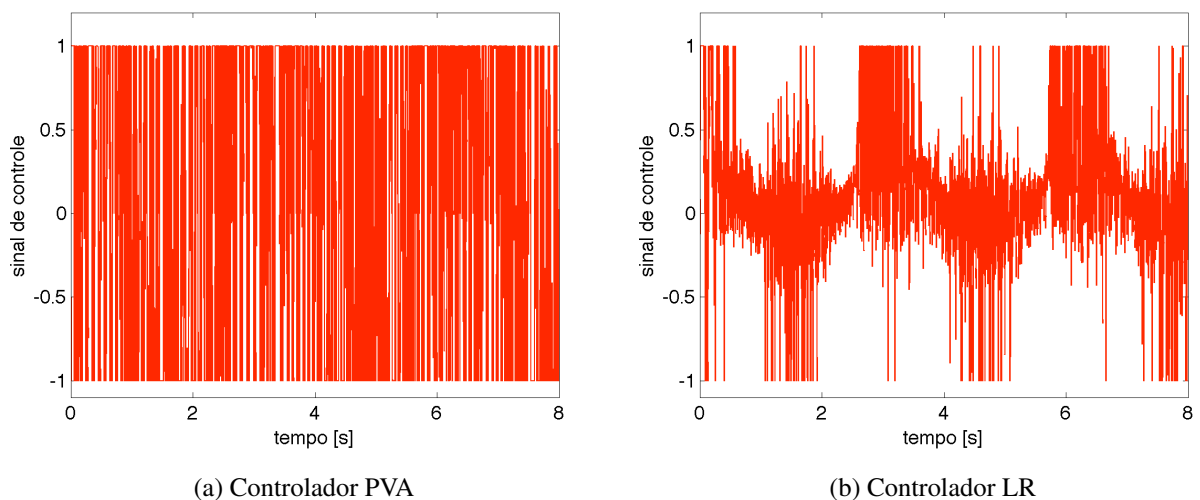


Figura 5.1 Trajetória senoidal - sinal de controle - Filtro Alto - sem filtragem de pós processamento - (experimental)

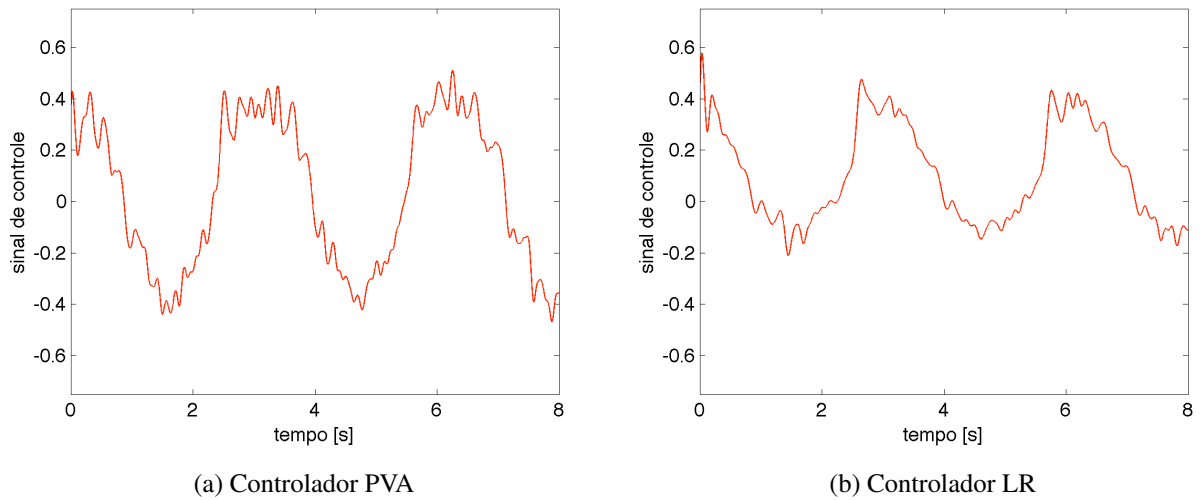


Figura 5.2 Trajetória senoidal - sinal de controle - Filtro Alto - filtrado - (experimental)

Uma das compensações realizadas pelo controlador por linearização por realimentação dos estados é o efeito do atrito viscoso, este foi modelado por meio do parâmetro de $C_f = 88$ [Ns/m] para as simulações e experimentos. Este parâmetro foi caracterizado experimentalmente conforme exposto na Seção 4.2.1.

5.2 Trajetórias Desejadas

As trajetórias desejadas senoidal e polinomial de 7ª ordem foram escolhidas por serem contínuas e por apresentarem derivadas contínuas no tempo, de acordo com as condições para a análise de estabilidade apresentadas no Capítulo 3. Ambas trajetórias desejadas foram utilizadas nas simulações e nos ensaios experimentais. Elas utilizam cerca de 80% do curso do cilindro atuador. A trajetória polinomial de 7ª ordem é utilizada para avaliar principalmente o erro de regime estacionário e a trajetória senoidal é utilizada para avaliar o seguimento de trajetória.

A trajetória desejada senoidal em posição com origem no centro do cilindro ($\bar{y} = 0,5$ [m]) é apresentada na Equação (5.1) e é caracterizada por uma amplitude $Y = 0,4$ [m]. A velocidade, a aceleração e a derivada da aceleração (*jerk*) são compostos da 1ª, 2ª e 3ª derivadas no tempo da equação de posição, respectivamente.

$$y_d(t) = \bar{y} + Y \text{sen}(\omega t) \text{ [m]} \quad (5.1)$$

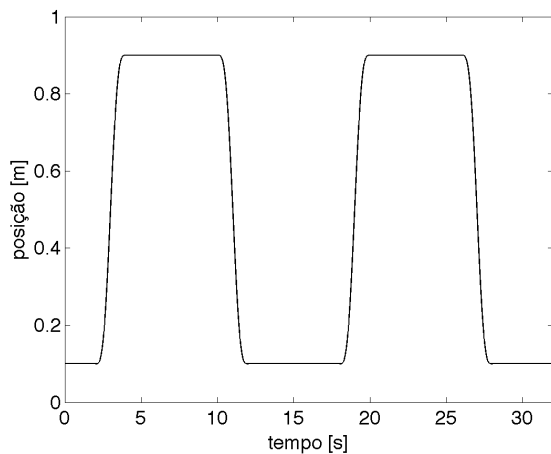
A trajetória desejada polinomial em posição é utilizada para definir tarefas de posicionamento ponto a ponto, substituindo a função passo, uma vez que esta não atende as condições necessárias para análise de estabilidade. A trajetória polinomial de 7ª ordem utilizada está representada através das equações (5.2) e (5.3), onde a velocidade, a aceleração e a derivada da aceleração são, respectivamente, as três primeiras derivadas no tempo da equação de posição.

$$y_d(t) = 8(-2t^7 + 7t^6 - 8,4t^5 + 3.5t^4) [m] \quad (5.2)$$

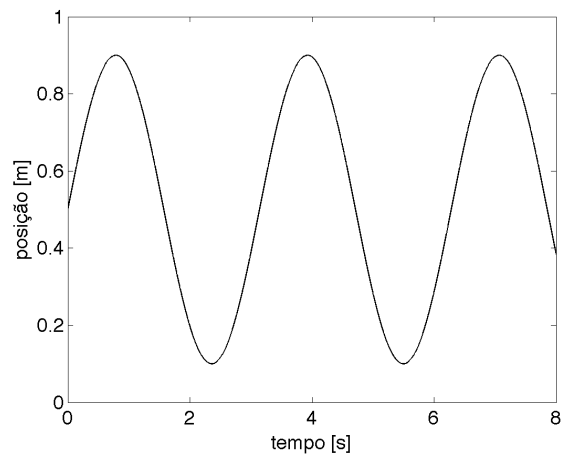
e a função $y_d(t)$ [m] é expressa por:

$$y_d(t) = \begin{cases} 0,1 + y_d(t/2) & t < 2 \\ 0,9 & 2 < t < 8 \\ 0,9 - y_d((t-8)/2) & 8 < t < 10 \\ 0,1 & t > 10 \end{cases} \quad (5.3)$$

Nas figuras 5.3a e 5.3b, observa-se a trajetória desejada polinomial e a trajetória desejada senoidal em posição, respectivamente.



(a) Trajetória polinomial



(b) Trajetória senoidal

Figura 5.3 Trajetórias desejadas em posição [m]

5.3 Simulações

Nas simulações foi utilizado um modelo não-linear do sistema pneumático em malha aberta construído de acordo com as equações apresentadas no Capítulo 2. Este modelo caracteriza o comportamento do subsistema pneumático (pressões e vazões), do subsistema mecânico (posição, velocidade, aceleração e atrito) e da interação entre eles. Para representar o atrito utilizam-se dois modelos diferentes (um em cada simulação).

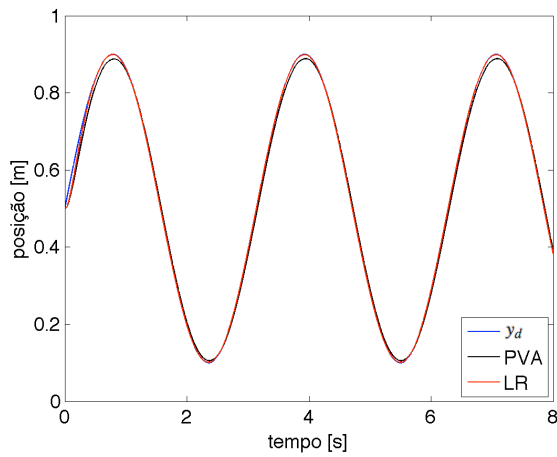
O primeiro modelo de atrito, denominado de *Atrito Viscoso*, é composto apenas pelo efeito do atrito viscoso e os outros efeitos atrito considerados nulos. Essa parcela do atrito é compensada através da estratégia de linearização por realimentação, por isso utilizou-se esse modelo de atrito para comprovar as propriedades do controlador proposto.

O segundo modelo de atrito utilizado é o denominado *LuGre* [Canudas de Wit et al., 1995]. Este modelo de atrito baseia-se no entendimento do mecanismo microscópico do fenômeno de atrito e leva em consideração o movimento em regime de pré-deslizamento [Perondi e Guenther, 2003]. Este modelo abrange a maioria dos fenômenos envolvidos no comportamento do atrito como histerese, efeito de *stiction* (efeito da transição do movimento entre duas superfícies em contato entre o estado dinâmico e o estado estático), efeito de quebra e movimentos de pré-deslizamento, tornando-o assim mais representativo da realidade. As equações e os parâmetros do modelo LuGre utilizados são os mesmos apresentados em Perondi, 2002.

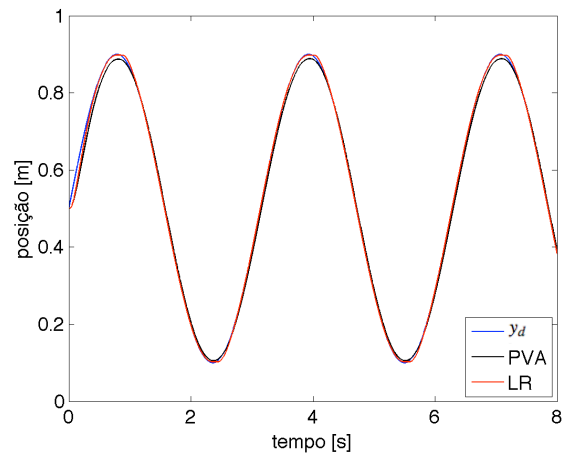
Os resultados das simulações apresentados neste capítulo são divididos da seguinte forma: seguimento de trajetória senoidal e seguimento de trajetória polinomial. Cada trajetória é subdividida conforme o modelo de atrito: atrito viscoso e atrito LuGre.

5.3.1 Simulação do Seguimento da Trajetória Senoidal

Os resultados das simulações do seguimento de trajetória senoidal em posição no tempo são apresentados na Figura 5.4 para os casos de atrito viscoso e atrito LuGre, respectivamente. Nas simulações do seguimento de trajetória senoidal utilizou-se do conjunto de frequências de corte alto, pois esse conjunto apresentou um melhor resultado nos ensaios experimentais para essa trajetória.



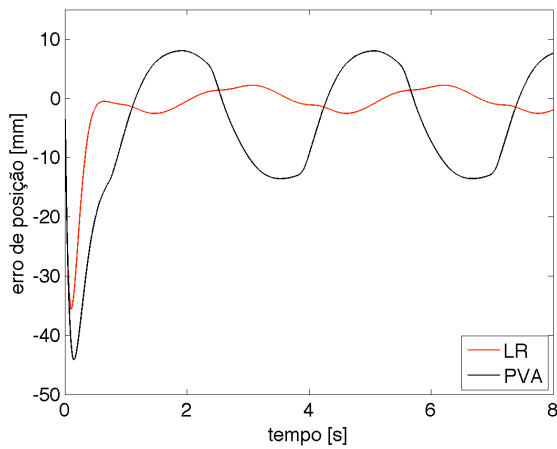
(a) Atrito Viscoso



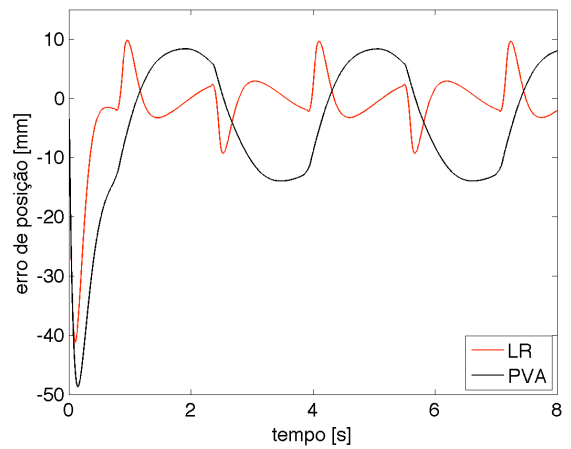
(b) Atrito LuGre

Figura 5.4 Trajetória senoidal - erro de posição [m] (simulação)

Na Figura 5.5 são apresentados os erros de posição para o modelo de atrito viscoso e LuGre. O erro de posição é definido como $y - y_d$.



(a) Atrito Viscoso



(b) Atrito LuGre

Figura 5.5 Trajetória senoidal - erro de posição [m] (simulação)

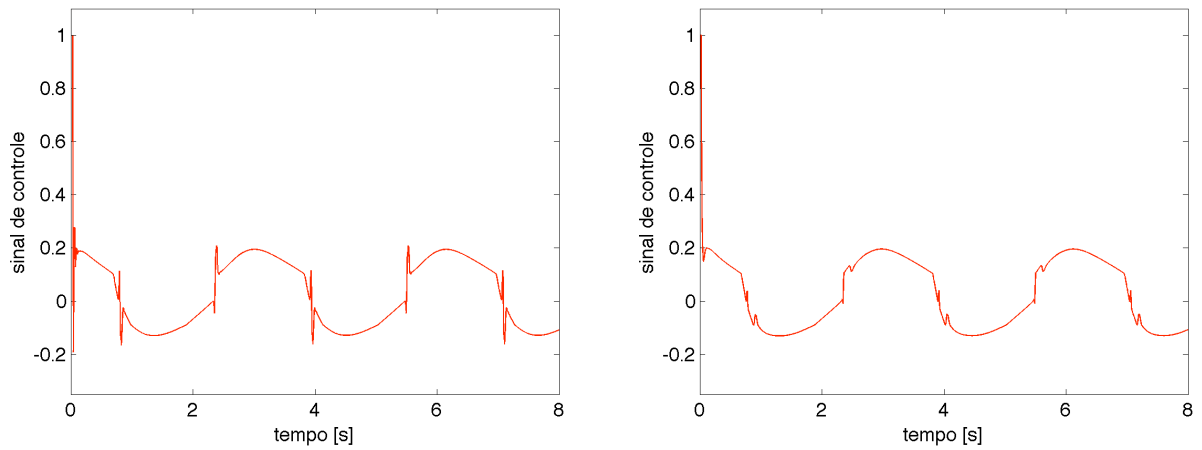
Na Tabela 5.2 são mostrados os valores do erro de posição do seguimento de trajetória senoidal com os dois conjuntos de filtros (Baixo e Alto) e com os dois modelos de atrito. Os resultados apresentados na Tabela 5.2 mostram que houve uma redução de 53,78% no erro de posição do controlador proposto (LR) em relação ao controlador linear com realimentação dos estados (PVA) para o modelo atrito viscoso e uma redução de 45,67% no erro de posição do controlador LR em relação ao controlador PVA com a utilização do modelo LuGre. Na simulação os conjuntos de frequências de corte (Baixo e Alto) apresentaram valores similares na redução do erro de posicionamento.

Tabela 5.2 Diferença do erro de posição no seguimento de trajetória simulada (RMS)

Frequências de corte	Amplitude (RMS)			
	Baixas		Altas	
Atrito	Viscoso	LuGre	Viscoso	LuGre
Controlador PVA [mm]	11,9	12,7	11,7	12,4
Controlador LR [mm]	5,5	6,9	5,4	6,7
Redução LR/PVA [%]	53,78	45,67	53,8	45,97

O modelo LuGre apresenta em sua modelagem outros efeitos do atrito, que o aproxima dos efeitos de atrito apresentados na bancada. Isto faz com que o mesmo aumente a exigência de desempenho do controlador e, conseqüentemente, ocorre também um aumento do erro de posição, como ser visto na Tabela 5.2. Portanto, os resultados da simulação apresentados neste trabalho são com o modelo LuGre. O modelo de atrito viscoso só é utilizado para demonstrar a eficiência da compensação deste efeito através da linearização por realimentação.

Na Figura 5.6 são apresentados os gráficos de sinal de controle do controlador PVA e LR. Percebe-se que ambas as curvas apresentam um pico de saturação no início do sinal de controle (no início do movimento, quando o êmbolo está parado e começa o movimento). Isto acontece, pois os estados iniciais de velocidade e aceleração do sistema são diferentes das trajetórias desejadas de velocidade e aceleração para este instante. Nas figuras 5.7 e 5.8 apresentam-se os gráficos de velocidade e aceleração, respectivamente.



(a) Controlador PVA

(b) Controlador LR

Figura 5.6 Trajetória senoidal - sinal de controle - (simulação)

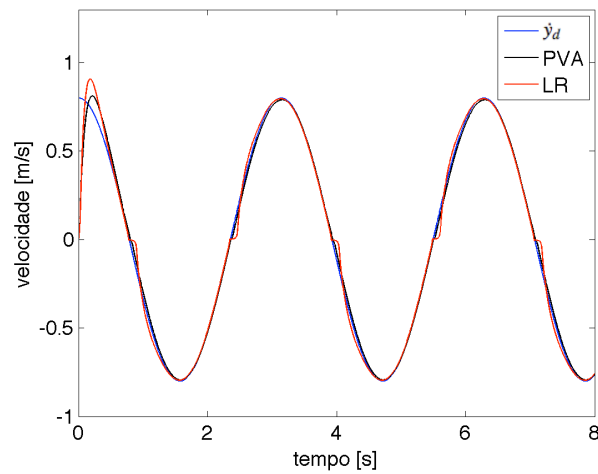
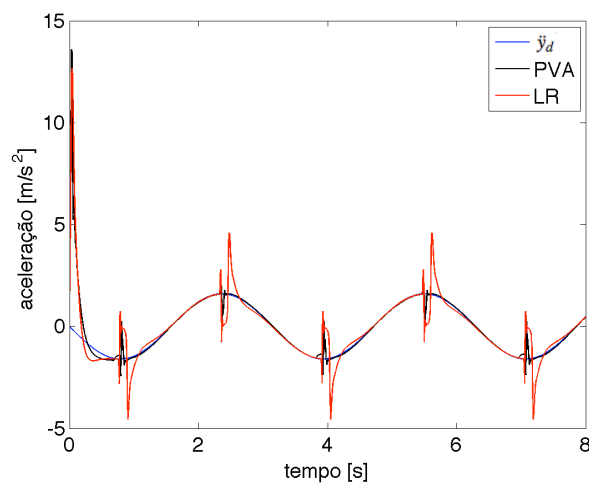


Figura 5.7 Trajetória senoidal - velocidade [m/s] - (simulação)

Figura 5.8 Trajetória senoidal - aceleração [m/s^2]- (simulação)

Na Figura 5.9 apresenta-se as curvas de pressões do controlador PVA e LR. Verifica-se que as pressões do controlador proposto (Figura 5.9b) apresentam reações mais rápidas e bruscas do que as pressões do controlador PVA (Figura 5.9a). Essas reações do controlador LR podem ser atribuídas à influência da compensação dos parâmetros do sistema (\hat{h}), que faz com que o mesmo responda mais rápido às solicitações. Na Figura 5.10 é apresentado o comportamento da estimativa dos parâmetros do sistema (\hat{h}).

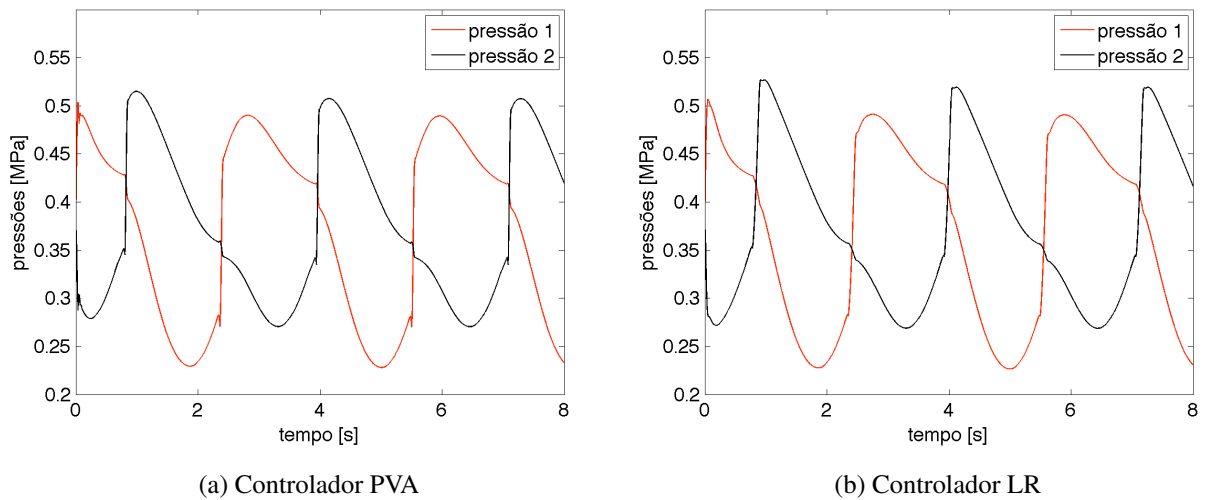


Figura 5.9 Trajetória senoidal - pressão [MP_a] - (simulação)

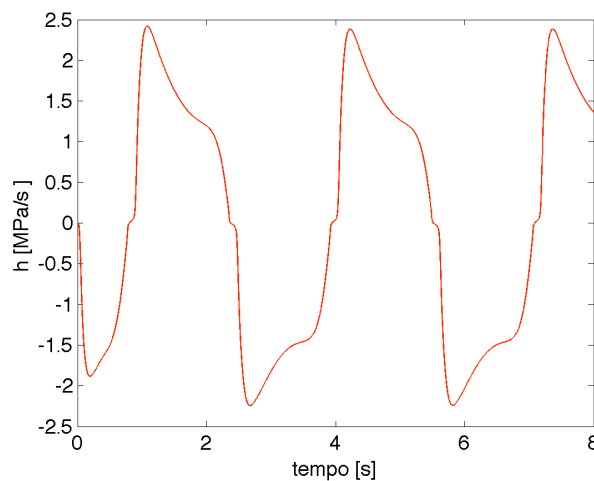


Figura 5.10 Trajetória senoidal - \hat{h} - (simulação)

A análise a seguir avalia o comportamento da linearização em relação à frequência natural e à amplitude da trajetória do controlador PVA (isso é comentado na Seção 3.3) e o comportamento do controlador LR nestes casos. Esta análise só foi realizada nas simulações. A

amplitude de deslocamento do êmbolo em relação ao ponto de linearização influencia o erro de seguimento da trajetória senoidal, pois, como foi visto na Seção 3.3, quanto maior a amplitude em relação ao ponto de linearização, maior será a frequência natural. Com o ponto de linearização no centro do cilindro atuador ($\bar{y} = 0,5$ [m]) foram simuladas cinco amplitudes diferentes, duas amplitudes próximas ao ponto de linearização (amplitudes de 50 e 100 [mm]), uma amplitude intermediária (amplitude de 200 [mm]) e as duas seguintes no limite do comprimento útil (amplitudes de 400 e 450 [mm]). Nesta análise foram utilizados os modelos de atrito viscoso e LuGre.

Na Figura 5.11 apresentam-se os erros de posição do seguimento de trajetória senoidal com o atrito viscoso e na Figura 5.12 para o caso do atrito LuGre. Em ambos os casos de atrito, apresenta-se apenas de 50 e 450 [mm]. Também pode-se observar nas figuras posteriores que a compensação do atrito realizada pelo controlador proposto é bem evidente no modelo de atrito viscoso, enquanto que, no caso do modelo LuGre apresenta maiores erros de posição.

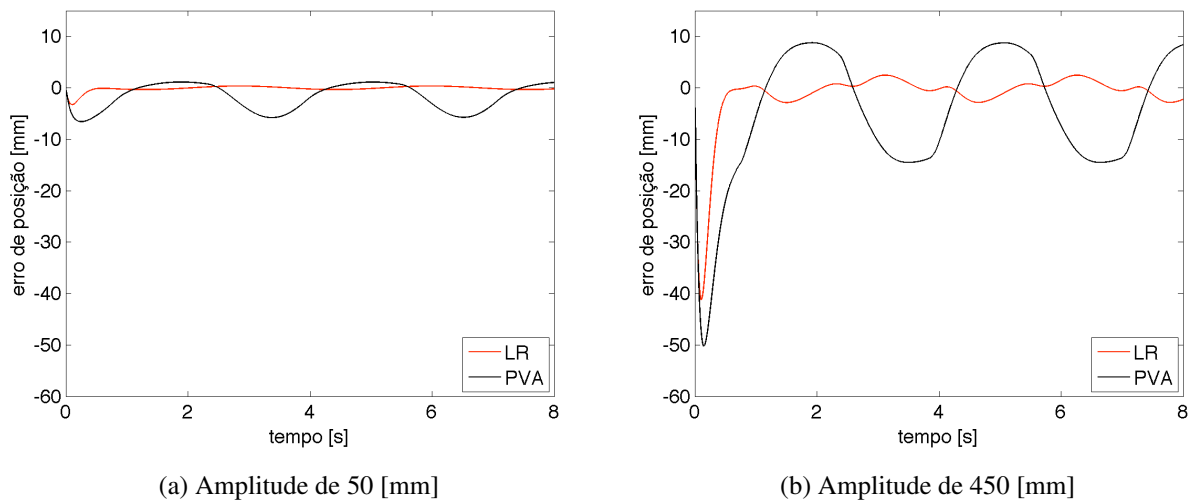


Figura 5.11 Trajetória senoidal - Variação de Amplitude - Atrito Viscoso - (simulação)

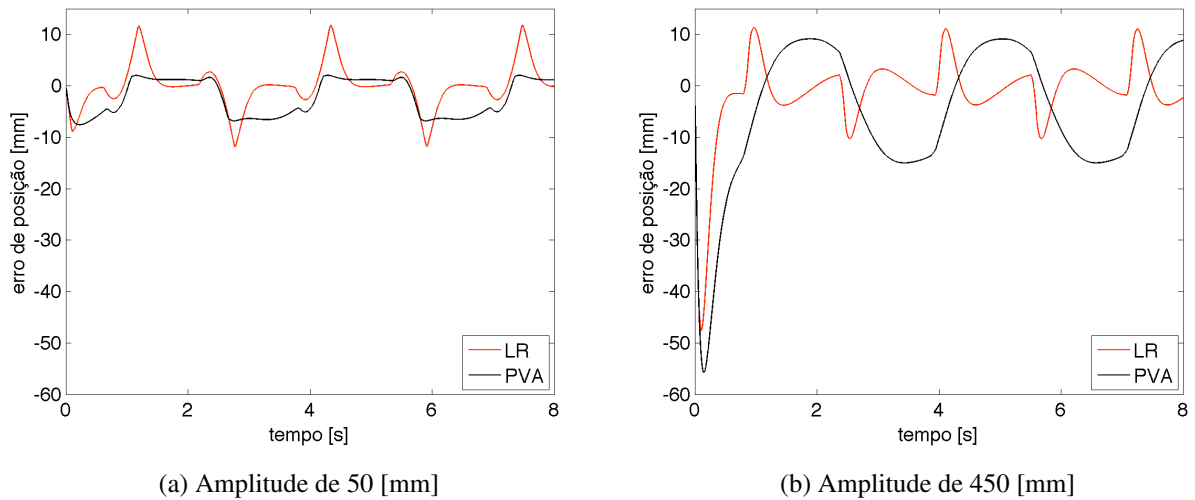


Figura 5.12 Trajetória senoidal Variação de Amplitude - Atrito LuGre - (simulação)

Nas tabelas 5.3 e 5.4 apresentam-se os diferentes erros de posição em relação a amplitude para os atritos viscoso e LuGre, respectivamente. Os erros de seguimento tendem a aumentar com o incremento da amplitude da trajetória de referência para ambos os controladores (LR e PVA), contudo, o controlador LR apresentou menores erros de posição em relação ao PVA em todas as amplitudes e modelos de atrito analisados.

Tabela 5.3 Resultado da trajetória senoidal em simulação com atrito viscoso e variação na amplitude

Estratégia de controle	Amplitude (RMS) [mm]				
	50	100	200	400	450
PVA	3	5,2	7,2	11,7	13,0
LR	0,5	1,2	2,6	5,4	6,1

Tabela 5.4 Resultado da trajetória senoidal em simulação com atrito LuGre e variação na amplitude

Estratégia de controle	Amplitude (RMS) [mm]				
	50	100	200	400	450
PVA	4,1	5,6	7,5	12,5	13,9
LR	4,0	3,6	4,0	6,7	8,0

Apesar de as não-linearidades serem aproximadas com alta precisão pelo controlador LR na simulação, verifica-se que o erro de posição não tende a zero com o passar do tempo com a utilização do atrito viscoso (Figura 5.13a). Isto é causado pela adição dos filtros digitais que ocasionam um atraso no sinal de controle. Uma análise sem filtros (Figura 5.13b) permite mostrar que, neste caso, o erro de posição tende a zero com o passar do tempo.

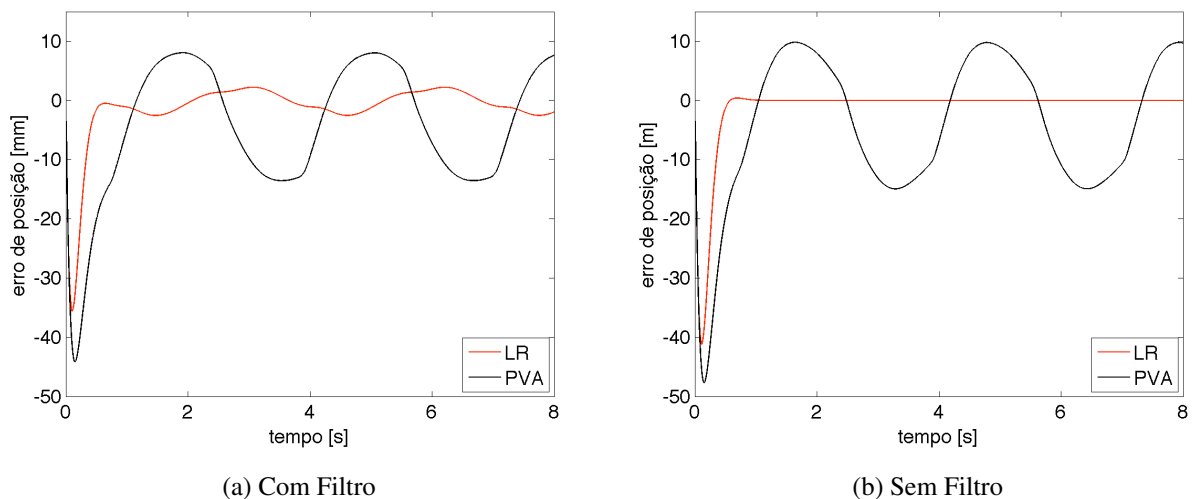


Figura 5.13 Trajetória senoidal - Erro de posição com atrito viscoso com e sem filtro - (simulação)

5.3.2 Simulação do Seguimento da Trajetória Polinomial

Os resultados da simulação do seguimento da trajetória polinomial são apresentados nesta secção. Nestas simulações utilizou-se apenas o conjunto de frequências de corte baixa, pois foi o que apresentou os melhores resultados experimentais. Utiliza-se as mesmas condições de apresentação dos resultados do seguimento de trajetória senoidal, por isso só serão apresentados os resultados do modelo LuGre. Os resultados com o atrito viscoso são apenas para apresentar a compensação efetuadas pela linearização por realimentação do controlador proposto (LR). A Figura 5.14 apresenta as trajetórias de posição no tempo com o modelo de atrito viscoso e o modelo LuGre, respectivamente.

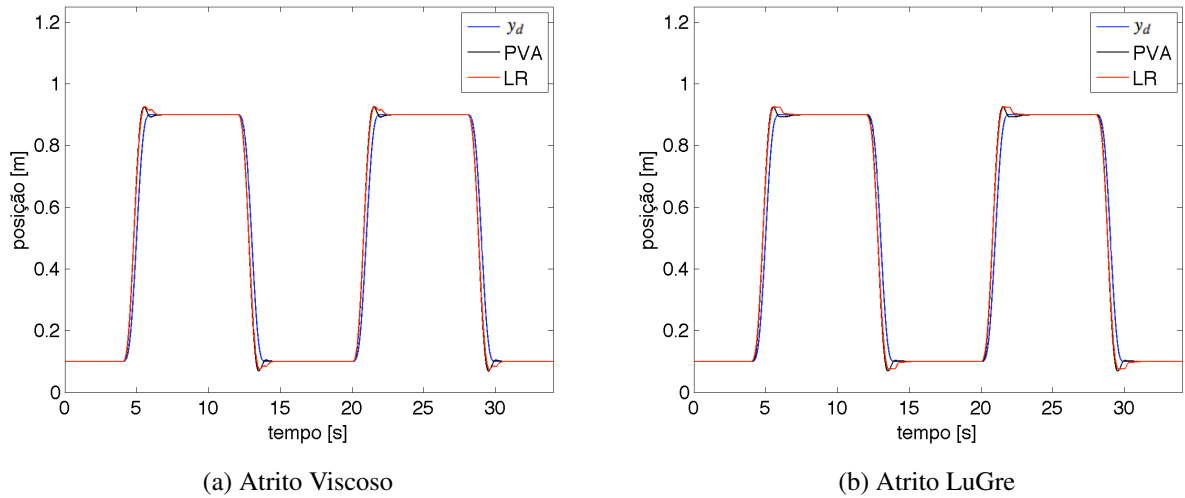


Figura 5.14 Trajetória polinomial - erro de posição [m] (simulação)

Nas figuras anteriores e nas curvas do erro de posicionamento (Figura 5.15) observam-se que o erro de posicionamento é zero. Isso acontece nas simulações, pois utiliza-se as mesmas curvas do modelo do servoposicionador no difeomorfismo e não há influência do ruído ou outras dinâmicas não modeladas.

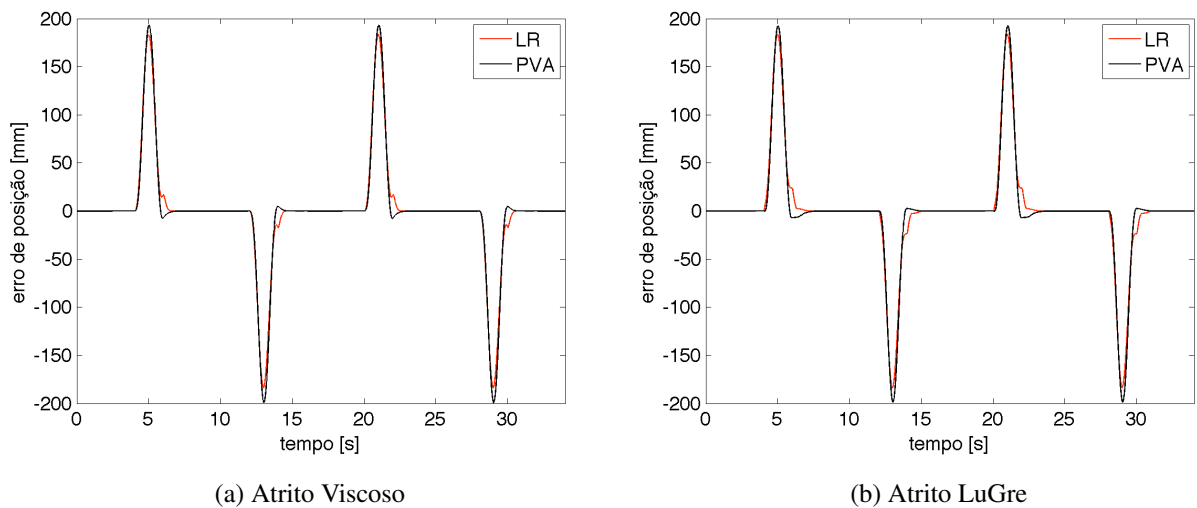
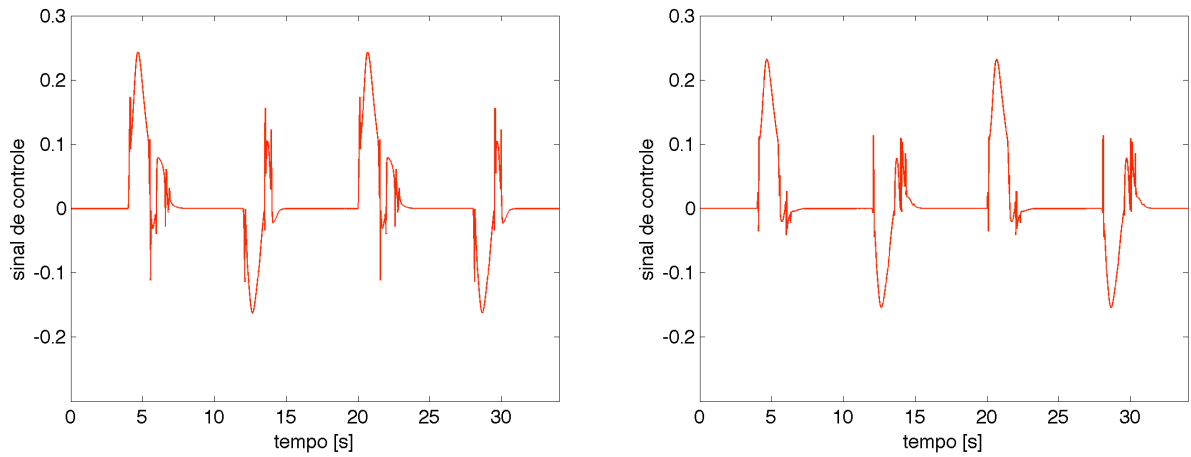


Figura 5.15 Trajetória polinomial - erro de posição [m] (simulação)

Figura 5.16 apresenta os sinais de controle dos controladores PVA e LR. Observa-se, neste caso, que os sinais de controle não apresentam saturação, pois, ao contrário da trajetória senoidal, o servoposicionador pneumático apresenta os mesmos estados iniciais e finais da trajetória polinomial desejada.



(a) Controlador PVA

(b) Controlador LR

Figura 5.16 Trajetória polinomial - sinal de controle - (simulação)

Na Figura 5.17 está apresentado o gráfico com as curvas de velocidade e na Figura 5.18 estão as curvas de aceleração.

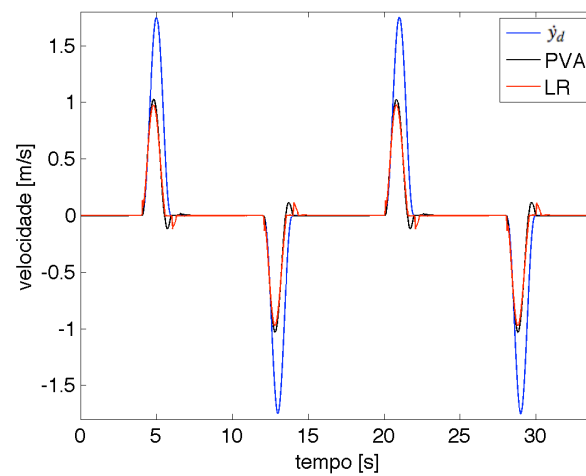


Figura 5.17 Trajetória polinomial - velocidade [m/s] - (simulação)

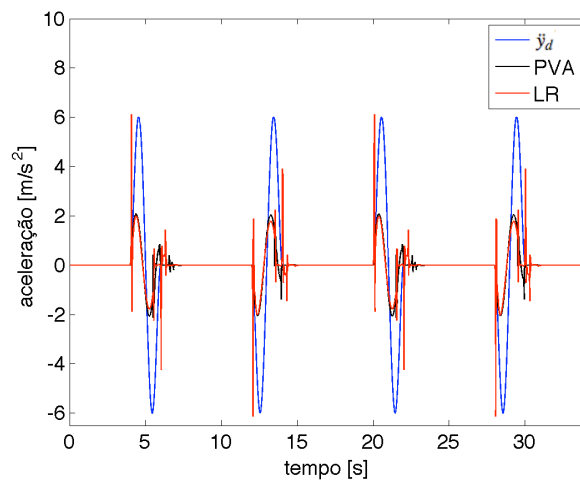
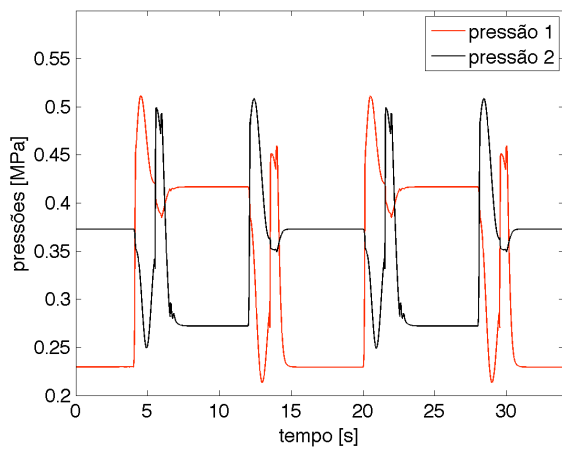
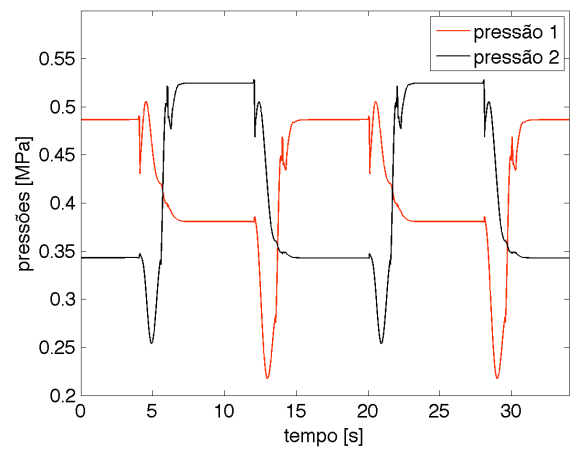


Figura 5.18 Trajetória polinomial - aceleração [m/s^2]- (simulação)

A Figura 5.19 apresenta as pressões dos controladores PVA e LR. Verifica-se que as pressões do controlador LR apresentam picos menores do que as pressões do controlador PVA. A Figura 5.20 apresenta a estimativa dos parâmetros do sistema (\hat{h}).



(a) Controlador PVA



(b) Controlador LR

Figura 5.19 Trajetória polinomial - pressão [MP_a] - (simulação)

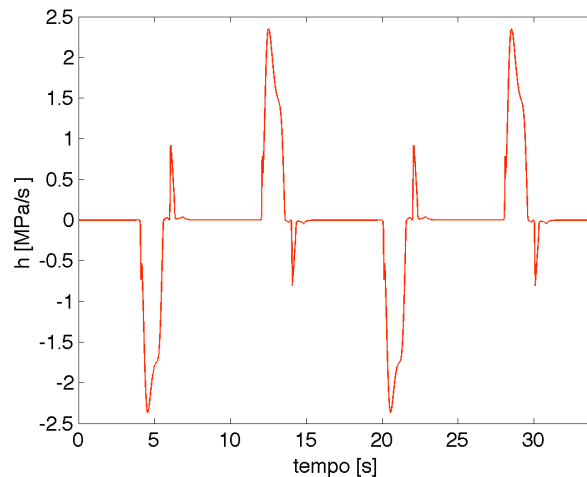


Figura 5.20 Trajetória polinomial - \hat{h} - (simulação)

5.4 Ensaios Experimentais

Os ensaios experimentais realizados na bancada pneumática serviram para analisar o comportamento do controlador proposto em um servoposicionador pneumático real. Foram utilizadas as mesmas trajetórias das simulações e os mesmos critérios de desempenho definidos na Seção 5.1.

As aquisições da velocidade, aceleração, pressões, sinal de controle e estimativa dos parâmetros do sistemas (\hat{h}_e) apresentaram uma forte influência do ruído, por isso utilizou-se de um filtro no pós processamento. Os filtros utilizados estão definidos na Tabela 4.9. Para as curvas polinomiais do difeomorfismo utilizaram-se dos dados obtidos por Perondi, 2002.

5.4.1 Ensaio Experimental Senoidal

Os resultados do ensaio experimental de seguimento da trajetória senoidal apresentaram um melhor resultado com o conjunto de frequências de corte alto, contudo também será apresentado os resultados com o conjunto de frequência de corte baixo. Neste experimento utilizou-se unicamente da amplitude de 400 [mm].

Na Figura 5.21 apresenta-se os gráficos de posição em relação ao tempo com conjunto de filtro Alto e Baixo, respectivamente. Observa-se que com o resultado com o conjunto de filtro Alto apresenta um movimento do êmbolo mais suave em relação ao conjunto de filtro

Baixo, que por causa da frequência de corte baixa, introduz atrasos mais significativos, fazendo com que ocorra o fenômeno de *stick-slip* durante a execução da trajetória.

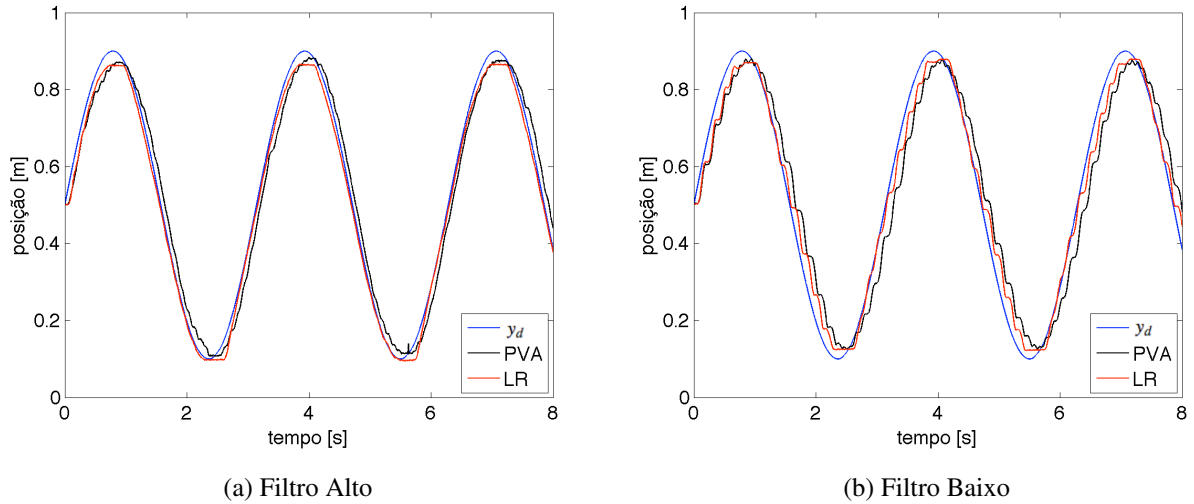


Figura 5.21 Trajetória senoidal - erro de posição [m] - (experimental)

Os erros de posição do seguimento de trajetória para o conjunto de filtro Alto e Baixo são apresentados na Figura 5.22. A comparação entre os dois gráficos apresentados mostra que, para o seguimento de trajetória senoidal, o uso de filtro Alto permite que o controlador tenha um melhor desempenho. Isto também pode ser observado através da Tabela 5.5, na qual mostra-se que com o uso dos controladores com o conjunto de filtro Alto obtém-se um menor erro de posição em relação ao conjunto de filtro Baixo. Porém, com ambos os conjuntos de filtros, o controlador LR apresentou uma redução no erro de posicionamento superior a 62% em relação ao controlador PVA.

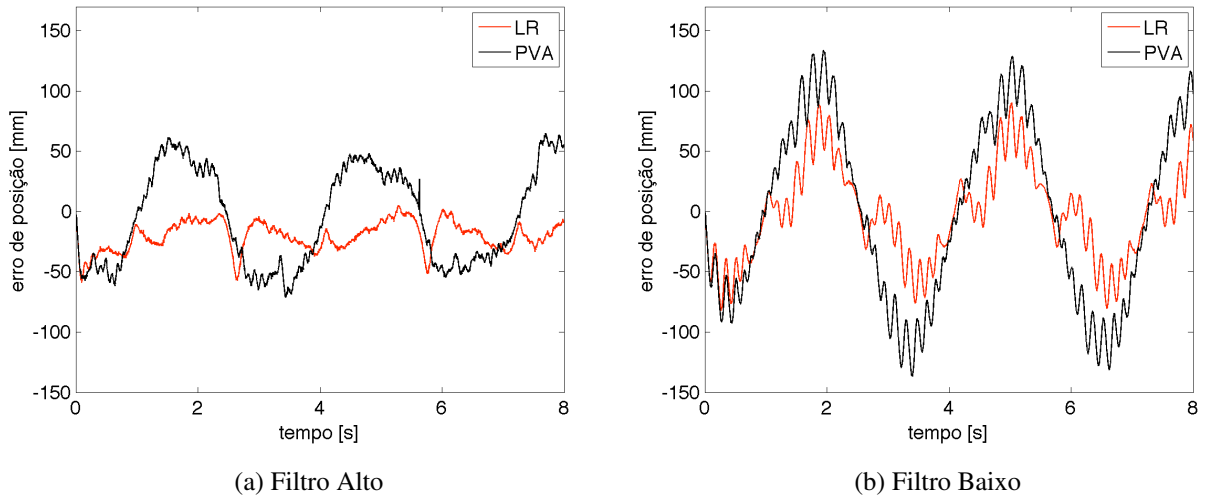


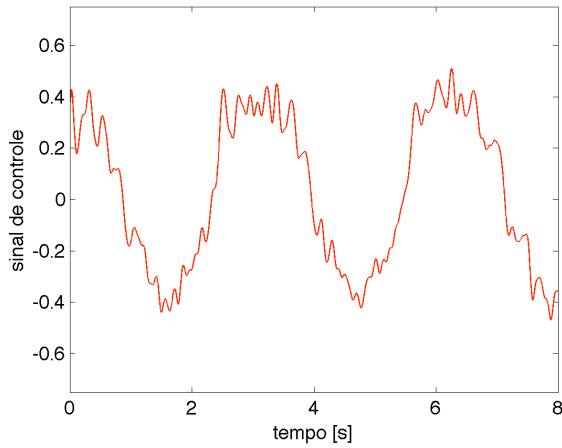
Figura 5.22 Trajetória senoidal - erro de posição [m] - (experimental)

Tabela 5.5 Resultado do erro de posição (RMS) para os experimentos de seguimento da trajetória senoidal

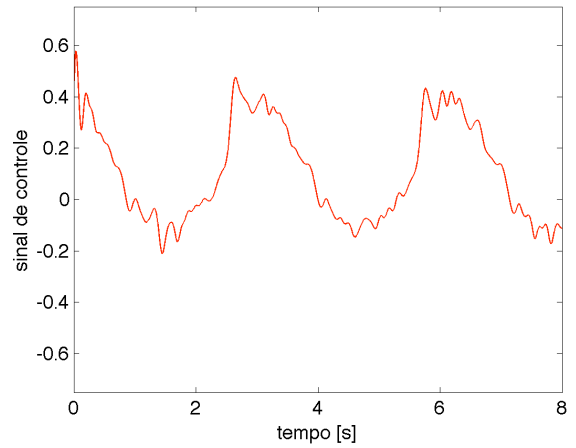
Amplitude (RMS)		
Frequência de corte	Baixas	Altas
Controlador PVA [mm]	103,4	70,3
Controlador LR [mm]	39,1	23,5
Redução LR/PVA [%]	62,19	66,57

As figuras 5.23 e 5.24 apresentam o sinal de controle para os controladores PVA e LR com o conjunto de filtros Alto e Baixo, respectivamente. O sinal de controle do controlador LR para o conjunto de filtro Alto (Figura 5.23b) apresenta a menor variação no sinal e também é semelhante ao sinal de controle apresentado nos resultados da simulação (Figura 5.6b). Isso é causado, provavelmente, pelo processo de linearização, pois esse utiliza os parâmetros do sistema medidos, podendo, assim, compensar também os efeitos do ruído.

Com relação à diferença entre as servoválvulas de mesmo modelo e utilizando os mesmos polinômios no difeomorfismo, percebe-se através dos gráficos do sinal de controle que a servoválvula utilizada apresenta um leve deslocamento do carretel para o lado positivo do sinal de controle.

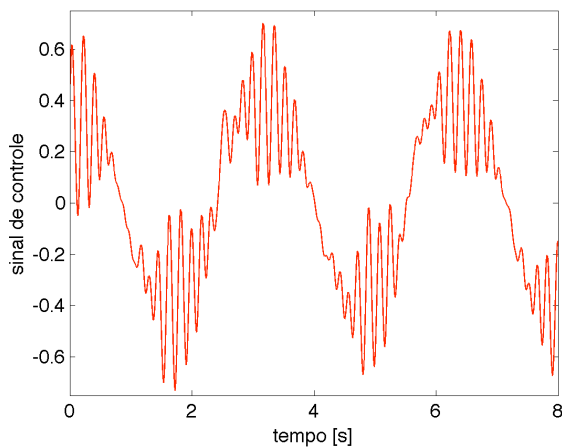


(a) Controlador PVA

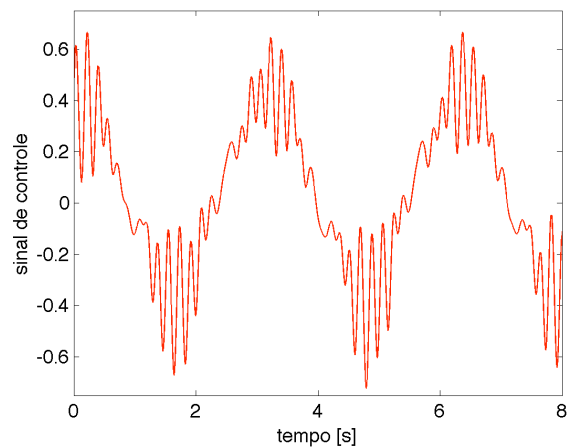


(b) Controlador LR

Figura 5.23 Trajetória senoidal - sinal de controle - Filtro Alto - (experimental)



(a) Controlador PVA



(b) Controlador LR

Figura 5.24 Trajetória senoidal - sinal de controle - Filtro Baixo - (experimental)

Nos gráficos do sinal de controle não são encontrados picos de saturação no início do movimento como foi constatado nas simulações. As figuras 5.25 e 5.26 apresentam a velocidade e aceleração do conjunto de filtro Alto, pois esse apresenta os melhores resultados. O gráfico de aceleração é o que apresenta a maior influência do ruído, provavelmente por causa do seu processo de obtenção (através da segunda derivação da posição no tempo).

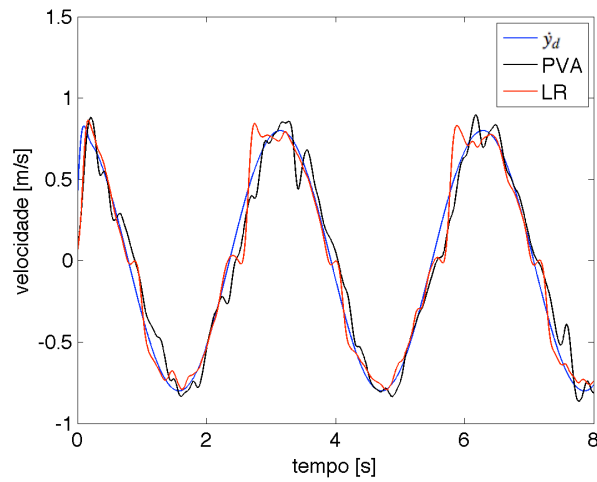


Figura 5.25 Trajetória senoidal - velocidade [m/s] - Filtro Alto - (experimental)

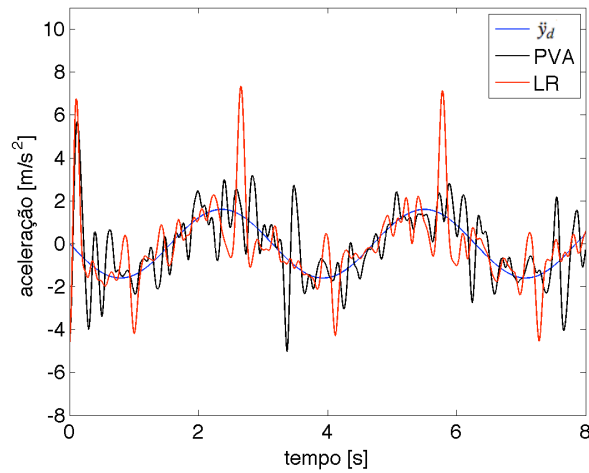


Figura 5.26 Trajetória senoidal - aceleracao [m/s^2] - Filtro Alto - (experimental)

As pressões com o uso do conjunto de filtro Alto é apresentado na Figura 5.27. As pressões do controlador LR também apresenta reações rápidas e bruscas em relação ao controlador PVA, que apresenta um comportamento mais suave.

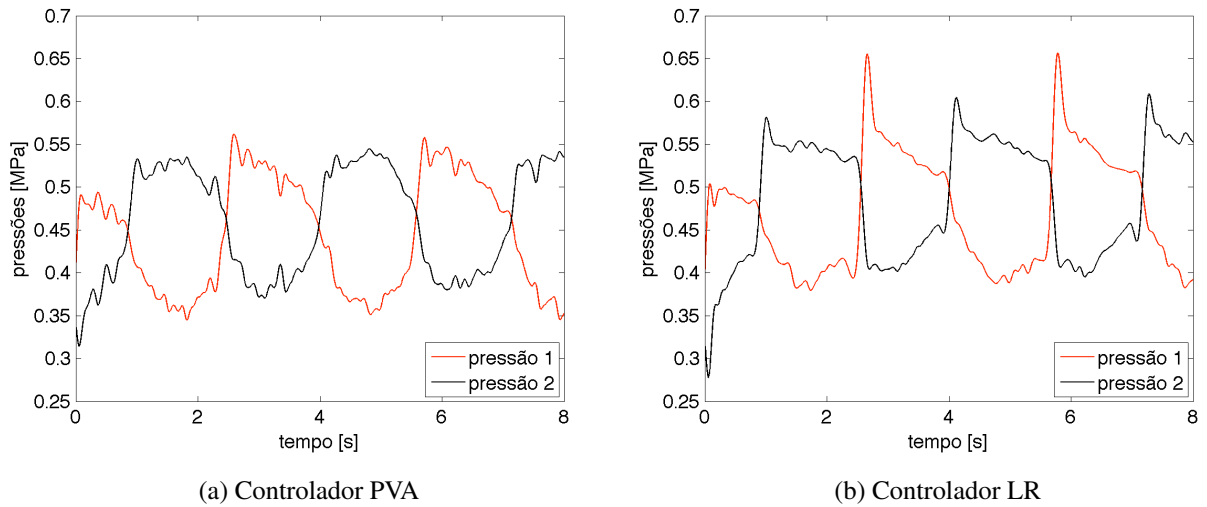


Figura 5.27 Trajetória senoidal - pressão [bar] - Filtro Alto - (experimental)

Na Figura 5.28 é apresentado o comportamento da estimativa dos parâmetros do sistema (\hat{h}). O formato da estimativa de \hat{h} é semelhante ao apresentado na simulação do seguimento de trajetória senoidal (Figura 5.10). Porém, no ensaio experimental, a estimativa de \hat{h} apresenta condições mais súbitas, como a troca no sentido de movimento, em que dinâmicas não modeladas, como o atrito a baixa velocidades, podem influenciar no resultado do controlador.

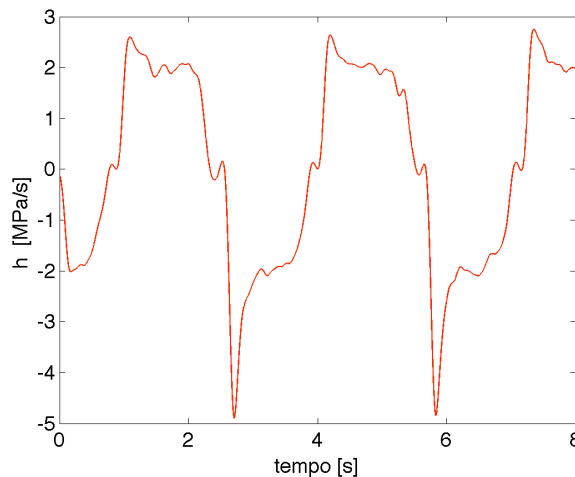


Figura 5.28 Trajetória senoidal - \hat{h} - Filtro Alto - (experimental)

5.4.2 Ensaio Experimental Polinomial

A trajetória polinomial é utilizada principalmente para analisar o erro do regime estacionário, onde o êmbolo movimentar-se de um ponto a um outro ponto do curso do cilindro. A distância escolhida entre os dois pontos foi de 800 [mm], que abrange 80 % do curso útil do

cilindro atuador. Neste experimento, o conjunto de filtros Baixo apresentou os menores erros de regime estacionário. Também serão apresentados os resultados com o conjunto de filtros Alto, que permite perceber a influência do ruído no comportamento do controlador. Na Figura 5.29 apresenta-se o gráfico de posição no tempo com o conjunto de filtros Baixo.

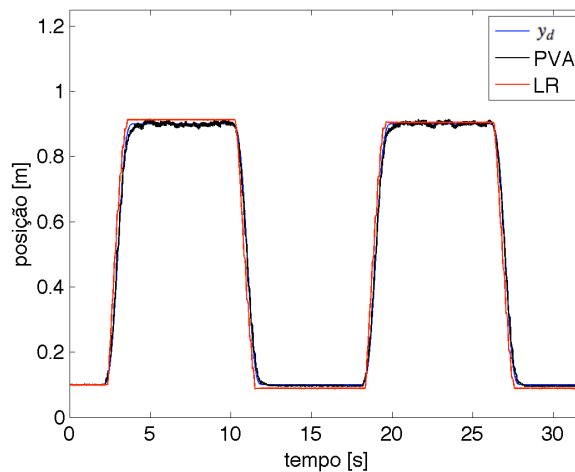


Figura 5.29 Trajetória polinomial - posição [m] - Filtro Baixo - (experimental)

O erro de posição é apresentado na Figura 5.30, onde o controlador PVA apresenta um menor erro de posicionamento que o controlador LR. Isso acontece às custas do chaveamento interrompido da servoválvula, como pode ser observado na Figura 5.31a, em que há variação do sinal de controle quando o mesmo deveria ser constante e no valor neutro (sinal de controle= 0), uma vez que o êmbolo encontra-se estar parado. A ação esperada para o sinal de controle pode ser observada no sinal de controle do controlador LR, Figura 5.31b. O erro de posição do controlador LR (Figura 5.30) apresenta semelhança ao encontrado no gráfico da simulação (Figura 5.15b), pois existe a influência do termo \ddot{y}_d , que antecipa a trajetória apresentando assim, um maior erro de posição na movimentação.

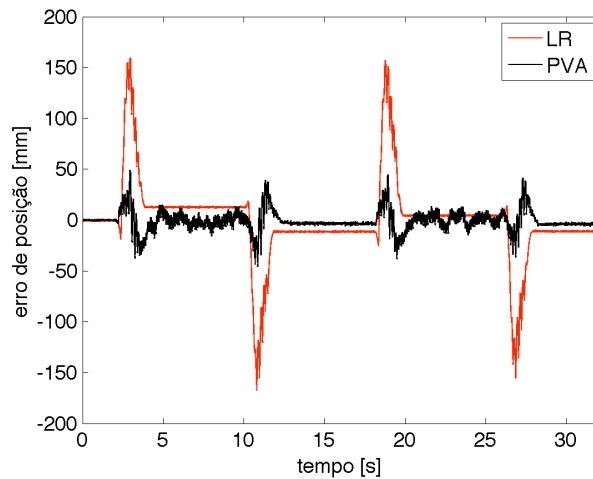
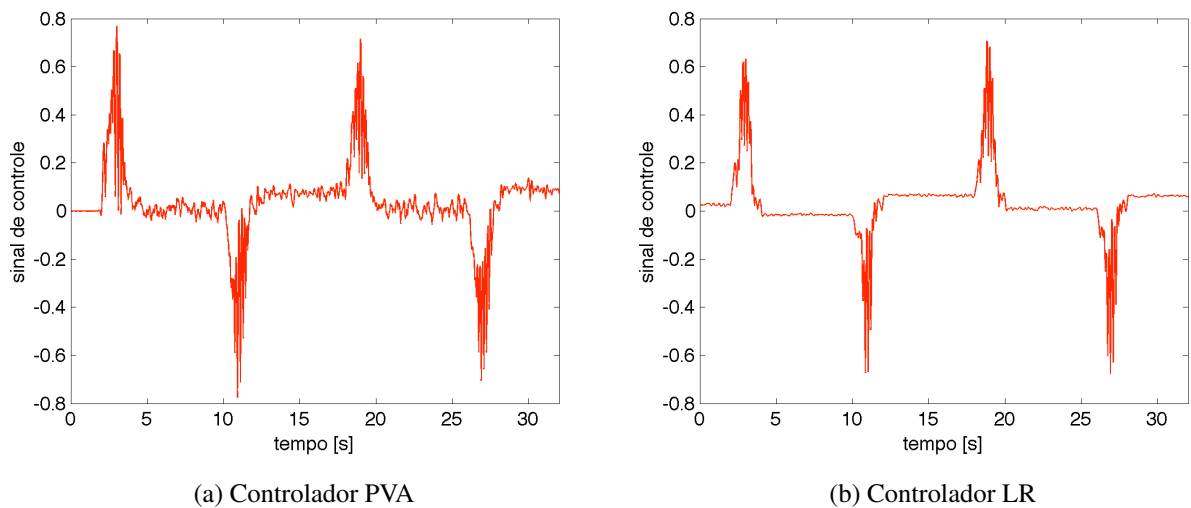


Figura 5.30 Trajetória polinomial - erro de posição [m] - Filtro Baixo - (experimental)



(a) Controlador PVA

(b) Controlador LR

Figura 5.31 Trajetória polinomial - sinal de controle - Filtro Baixo - (experimental)

Na Figura 5.32 apresenta-se o gráfico de posição no tempo com o conjunto de filtro alto. Nesta figura, como no gráfico do erro de posição (Figura 5.33), observa-se um comportamento aleatório (movimento randômico do êmbolo no regime estacionário, quando o mesmo deveria estar parado) no controlador proposto, provavelmente causado pelo ruído nos sinais.

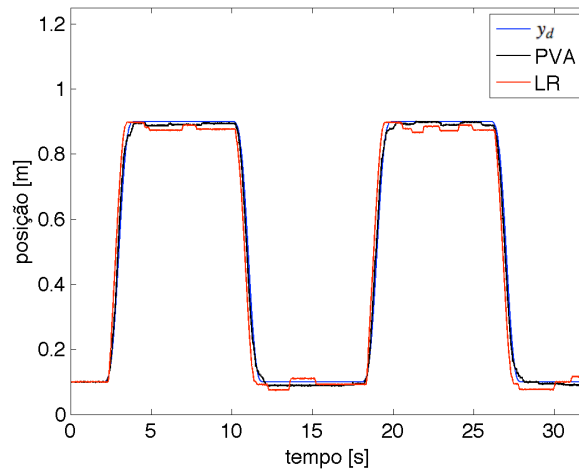


Figura 5.32 Trajetória polinomial - posição [m] - Filtro Alto - (experimental)

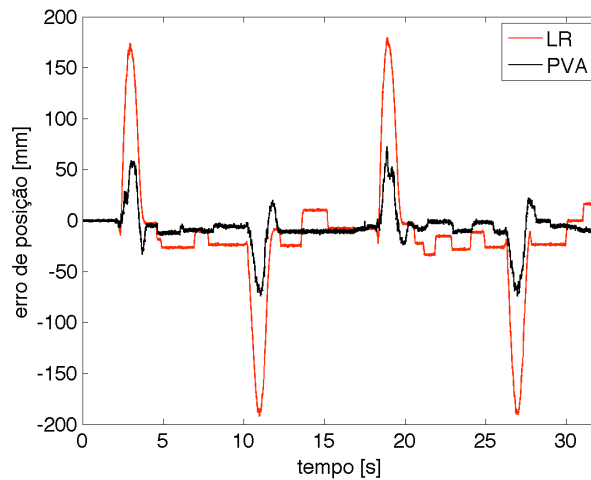


Figura 5.33 Trajetória polinomial - erro de posição [m] - Filtro Alto - (experimental)

Na Figura 5.34 apresenta-se os sinais de controle dos controladores PVA e LR com o conjunto de frequência Alto. Nota-se que no sinal de controle do controlador PVA há a presença do ruído nos intervalos de regime estacionário, contudo esse ruído provoca o chaveamento da servoválvula fazendo com que o mesmo tenha uma menor média no erro de posicionamento.

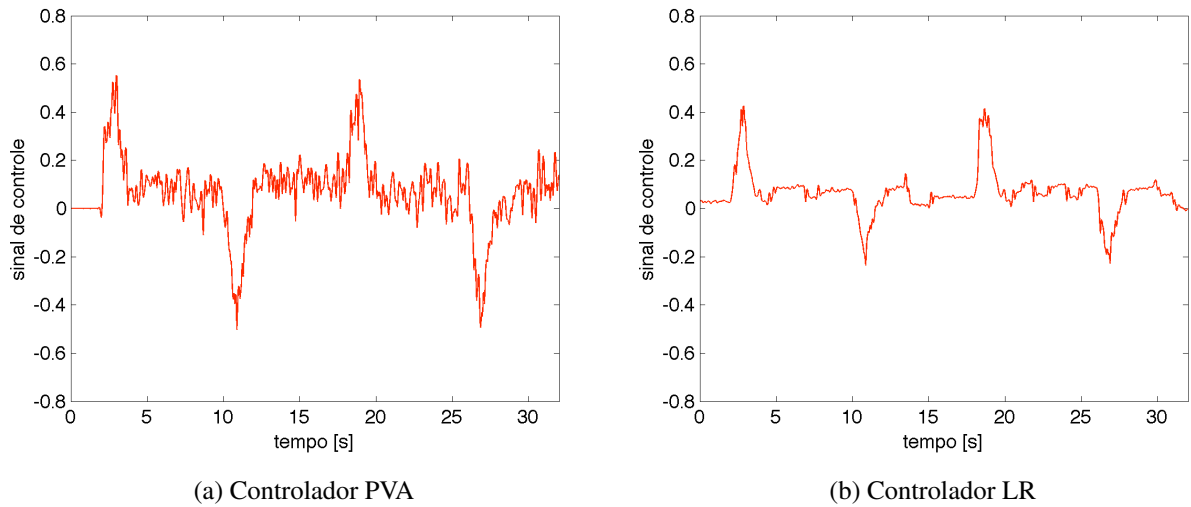


Figura 5.34 Trajetória polinomial - sinal de controle - Filtro Alto - (experimental)

Na Tabela 5.6 apresenta-se os erros de posição no regime estacionário. Utilizou-se o valor RMS para calcular o erro de posição médio do regime estacionário. Conforme já explicado anteriormente, o chaveamento do controlador PVA faz com que o mesmo tenha um menor erro em relação ao controlador LR. O erro de posicionamento do controlador LR proposto é influenciado pela não compensação dos efeitos do atrito a velocidades próximas a zero e a compensação do atrito viscoso utilizada é baixa nessas velocidades, por isso aumenta-se a incerteza do atrito na parada e, conseqüentemente, aumenta-se o erro de posicionamento.

Tabela 5.6 Erro de posição no regime estacionário da trajetória polinomial experimental (RMS)

Amplitude (RMS) [mm]		
Frequência de corte	Baixa	Alta
Controlador PVA	5,1	8,3
Controlador LR	10,2	20,3

A Figura 5.35 apresenta as curvas de velocidade do conjunto de filtros Baixo. Percebe-se que as velocidades do ensaio experimental são semelhantes às apresentadas nas simulações (Figura 5.17).

Na Figura 5.36 apresenta-se as acelerações experimentais do conjunto de filtros Baixo. Apesar da utilização do filtro de pós processamento, as acelerações continuam apresentando uma grande influência do ruído, principalmente no caso do controlador PVA.

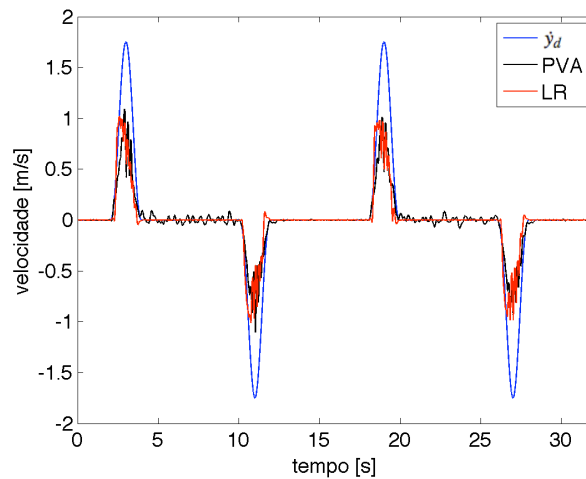


Figura 5.35 Trajetória polinomial - velocidade [m/s] - Filtro Baixo - (experimental)

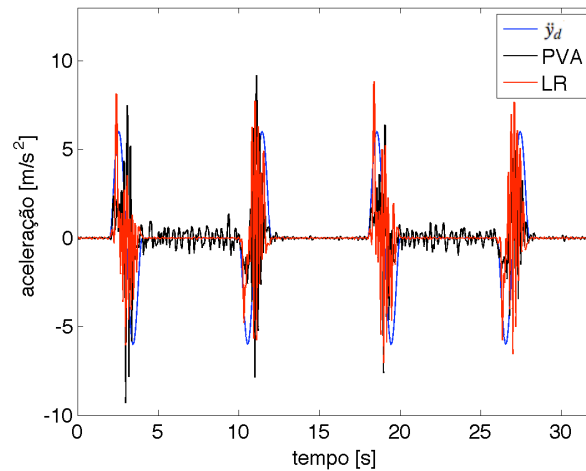


Figura 5.36 Trajetória polinomial - aceleração [m/s^2] - Filtro Baixo - (experimental)

As pressões dos controladores PVA e LR são apresentadas na Figura 5.37, onde também percebe-se a influência do atrito no controlador PVA. As pressões do controlador LR apresentam baixa influência do atrito, que também é refletido na estimativa dos parâmetros do controlador (\hat{h}) apresentado na Figura 5.38.

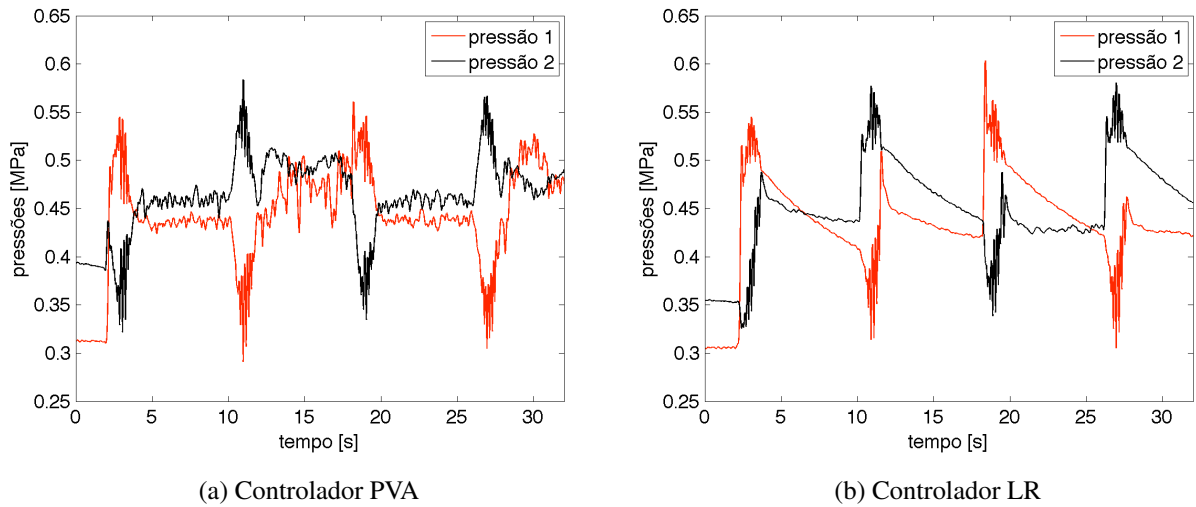


Figura 5.37 Trajetória polinomial - pressão [bar] - Filtro Baixo - (experimental)

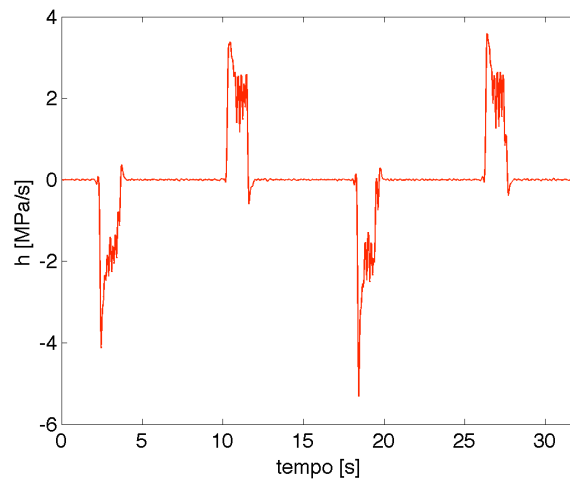


Figura 5.38 Trajetória polinomial - \hat{h} - Filtro Baixo - (experimental)

5.5 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo, apresentou-se os resultados obtidos através do uso do controlador proposto (LR). A análise dos resultados mostra que o controlador de linearização por realimentação dos estados apresenta uma visível diminuição do erro de posição no seguimento de trajetória, possivelmente causada pela melhor compensação das não-linearidades dos parâmetros do sistema e do atrito. Porém, o controlador LR compensa apenas o atrito viscoso, que não tem grande participação no efeito do atrito a baixas velocidades, por isso o erro do regime estacionário é considerável em comparação ao controlador PVA. Também percebe-se uma grande influência causada pelo excessivo ruído dos sinais adquiridos e, por consequência, dos filtros necessários

para atenuar o ruído.

6 CONCLUSÕES

O presente trabalho apresentou um estudo sobre o desempenho do controle baseado na linearização por realimentação dos estados associado à estratégia de alocação dos pólos em relação ao controle por realimentação dos estados de posição, velocidade e aceleração (PVA) em servoposicionadores pneumáticos. A estabilidade do controlador proposto para servoposicionadores pneumáticos em malha fechada foi provada através do método direto de Lyapunov. No caso ideal ($\Delta h = 0$ e $\Delta C_f = 0$) o controlador proposto apresentou a condição de estabilidade exponencial e, no caso não-ideal, ($\Delta \hat{h} \neq 0$ e $\Delta C_f \neq 0$) a estabilidade resultou na convergência, com o passar do tempo, dos erros de seguimento para uma região limitada.

O controlador proposto exibe uma redução no erro de posição em torno de 45% na simulação e de 62% nos ensaios experimentais em relação ao controlador PVA no seguimento de trajetória senoidal. Porém, na avaliação de posicionamento o controlador por linearização por realimentação dos estados apresentou um pior resultado que o controlador PVA. Entretanto, o controlador PVA mostrou um resultado melhor às custas do chaveamento interrompido da servoválvula direcional. A baixa compensação do termo do atrito em velocidades próximas a zero no controlador proposto é um fator que contribuiu para que o mesmo apresentasse erros de posicionamento maiores do que o controlador PVA, mostrando que o efeito do atrito influencia fortemente na parada precisa. Outro fator que pode ter contribuído para a piora do controlador proposto foi a não utilização das curvas polinomiais de difeomorfismo específicas para a servoválvula utilizada.

O ruído presente nos sinais medidos que pode influenciar diretamente o comportamento do controlador. Contudo, a utilização de filtros com frequência de corte alta pode permitir que a passagem de frequências indesejadas afetem o comportamento do controlador, como pode ser observado no ensaio experimental de posicionamento com o conjunto de filtro Alto, porém, a utilização de filtros com frequência de corte baixa pode adicionar atrasos no controlador que também podem deteriorar o seu comportamento, como observado no seguimento de trajetória senoidal com conjunto de filtros Baixo.

A estratégia de realizar o controle dos servoposicionadores pneumáticos através da linearização por realimentação dos estados mostrou-se promissora, visto que as incertezas das não-linearidades no seguimento de trajetória são menores do que as associadas ao controlador linear (PVA). A possibilidade da utilização de qualquer tipo de controlador, tanto controladores lineares como não-lineares, para controlar o comportamento do sistema torna essa estratégia flexível e de fácil projeto e aplicação.

6.1 Trabalhos Futuros

Dentre os estudos futuros que precisam ser realizados para complementar os estudos sobre estratégia de controle aplicada a servoposicionadores pneumáticos, algumas sugestões são:

- Parametrizar os ganhos do controlador por realimentação de estados com relação a uma estimativa adaptativa da massa deslocada, visando aumentar a robustez do sistema realimentado a este parâmetro;
- Implementar um observador para a força de atrito baseado em um modelo mais sofisticado (tipo o modelo LuGre) e um esquema de compensação para a mesma;
- Testar a aplicação de outros esquemas de controle ao sistema linearizado por realimentação (por exemplo, os controladores lineares clássicos, P, PI, PD e PID, e o controle (não-linear) por modos deslizantes);
- Testar a utilização de observadores para a velocidade, aceleração e pressão ou de outros tipos de filtros (Kalman, por exemplo) que permitam atenuar o ruído sem introduzir atrasos significativos;
- Implementar na bancada experimental outros sistemas de medição (sensores e condicionadores), com menores níveis de ruído.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Anton, H.; Rorres, C. **Álgebra linear com aplicações**, Boockman, 2001.
- Bendat, J.; Piersol, A. Random data analysis and measurement procedures. **Measurement Science and Technology**, Institute of Physics Publishing, v. 11, p. 1825-1826, 2000.
- Bobrow, J. E.; McDonell, B. W. Modeling, identification, and control of a pneumatically actuated, force controllable robot. **IEEE Transactions on Robotics and Automation**, v. 14, p. 732-742, 1998.
- Bone, G.; Ning, S. Experimental comparison of position tracking control algorithms for pneumatic cylinder actuators. **IEEE/ASME Transactions on Mechatronics**, v. 12, n. 5, p. 557-561, 2007.
- Brun, X.; Thomasset, D.; Bideaux, E. An accurate tracking control of an electropneumatic actuator. **1st Fluid Power Net International Ph.D. Symposium**, p. 215-226, 2000.
- Brun, X.; Thomasset, D.; Bideaux, E. Influence of the process design on the control strategy: application in electropneumatic field. **Control Engineering Practice**, Elsevier, v. 10, n. 7, p. 727-735, 2002.
- Canudas de Wit; Olsson, H.; Astrom, K.; Lischinsky, P. A new model for control of systems with friction. **IEEE Transactions on Automatic Control**, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc, 445 Hoes Ln, Piscataway, NJ, 08854-1331, UK, v. 40, n. 3, p. 419-425, 1995.
- Carneiro, J.; Almeida, F. Comparação entre dois modelos do atrito num sistema servopneumático. **8º Congresso Iberoamericano de Engenharia Mecânica**, 2007.
- Chen, C. T. **Linear System Theory and Design**, 3rd ed., Oxford University Press, Inc., 1999.
- Dupont, P.; Armstrong, B.; Hayward, V. Elasto-plastic friction model: contact compliance and stiction. In: **Proceedings of the American Control Conference**, v. 2, p. 1072-1077, 2000.
- Fox, R. W.; McDonald, A. T. **Introdução à Mecânica dos Fluidos**. Editora Guanabara Dois S. A., 1981.
- Franklin, G. F.; Powell, J. D.; Emami-Naeini, A. **Feedback control of dynamic system** - 6th ed., Pearson Prentice Hall, 2006.
- Götttert, M.; Neumann, R. Nichtlineare regelungskonzepte für servopneumatische roboter. **Deutsch-Polnischen Seminar Innovation und Fortschritt in der Fluidtechnik.**, 1999.
- Hong, Y.; Yao, B. A globally stable high-performance adaptive robust control algorithm with input saturation for precision motion control of linear motor drive systems. **IEEE/ASME Transactions on Mechatronics**, Citeseer, v. 12, n. 2, p. 198, 2007.

Isidori, A.; Di Benedetto, M. D. Feedback linearization of nonlinear systems. LEVINE, W. et al. (Ed.). **The control handbook**. CRC press Boca Raton, FL, cap. 57, p. 909-917, 1996.

Khalil, H. K. **Nonlinear Systems**, Prentice-Hall, 1996.

Khayati, K.; Bigras, P.; Dessaint, L. LuGre model-based friction compensation and positioning control for a pneumatic actuator using multi-objective output-feedback control via LMI optimization. **Mechatronics**, Elsevier, v. 19, n. 4, p. 535-547, 2009.

Khayati, K.; Bigras, P.; Dessaint, L.-A. A robust feedback linearization force control of a pneumatic actuator. **IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics**, v. 7, p. 6113-6119, 2004.

Kimura, T.; Hara, S.; Fujita, T.; Kagawa, T. Control for pneumatic actuator systems using feedback linearization with disturbance rejection. **American Control Conference**, 1995. v. 1, p. 825-829.

Kimura, T.; Hara, S.; Fujita, T.; Kagawa, T. Feedback linearization for pneumatic actuator systems with static friction. **Control engineering practice**, Elsevier, v. 5, n. 10, p. 1385-1394, 1997.

Li, R.; Meng, G.; Feng, Z.; Li, Y.; Shi, W. A Sliding Mode Variable Structure Control Approach for a Pneumatic Force Servo System. **Intelligent Control and Automation, 2006. WCICA 2006. The Sixth World Congress on**. v. 2, 2006.

Mare, J.; Geider, O.; Colin, S. An improved dynamic model of pneumatic actuators. **International Journal of Fluid Power**, v. 1, n. 2, p. 39-47, 2000.

Ning, S.; Bone, G. High steady-state accuracy pneumatic servo positioning system with PVA/PV control and friction compensation. In: Proceedings- **IEEE International Conference on Robotics and Automation**, v. 3, p. 2824-2829, 2002.

Ning, S.; Bone, G. Development of a nonlinear dynamic model for a servo pneumatic positioning system. **2005 IEEE International Conference Mechatronics and Automation**, v. 1, 2005.

Ning, S.; Bone, G. Experimental comparison of two pneumatic servo position control algorithms. **2005 IEEE International Conference Mechatronics and Automation**, v. 1, 2005.

Nouri, B.; Al-Bender, F.; Swevers, J.; Vanherck, P.; Van Brussel, H. Modelling a pneumatic servo positioning system with friction. **Proceedings of the American Control Conference**, v. 2, p. 1067-1071, 2000.

Ogata, K. **Controle Moderno**. Prendice/Hall do Brasil, 2000.

Pandian, S.; Hayakawa, Y.; Ieda, K.; Kamoyama, Y.; Kawamura, S. Modelling and Control of a Pneumatic Rotary Actuator. **Proc. Int. Workshop on Power Transmission and Motion Control**, PTMC., v. 98, p. 363-377, 1998.

Pandian, S.; Takemura, F.; Hayakawa, Y.; Kawamura, S. Pressure observer-controller design for pneumatic cylinder actuators. **IEEE/ASME Transactions on Mechatronics**, v. 7, n. 4, p. 490-499, 2002.

Pandian, S. R.; Hayakawa, Y.; Kanazawa, Y.; Kamoyama, Y.; Kawamura, S. Practical design of a sliding mode controller for pneumatic actuators. **ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control**, v. 119, n. 666-674, 1997.

Perondi, E.; Guenther, R. Modelagem de um Servoposicionador Pneumático com Atrito. **Revista Ciência & Engenharia (Science and Engineering Journal)**. UFBA, Uberlandia, MG, Brasil, 2003.

Perondi, E. A. **Controle não-linear em cascata de um servoposicionador pneumático com compensação do atrito**. Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, 2002.

Perondi, E. A.; Guenther, R. Controle com compensação de atrito de um servoposicionador pneumático. **Cidim**, 1999.

Perondi, E. A.; Guenther, R. Controle em malha fechada de um servoposicionador pneumático. **Cobem**, 1999.

Perondi, E. A.; Guenther, R. Controle de um Servoposicionador Pneumático por Modos Deslizantes. **Congresso Nacional de Eng. Mecânica**, 2000.

Planet Math. **Rayleigh-Ritz Theorem**. Janeiro 2010. Disponível em: <<http://planetmath.org/encyclopedia/RayleighRitzTheorem.html>>.

Scavarda, S.; Thomasset, D. Modelling and control of electropneumatic systems: an overview of recent French contributions. **IEE Conference Publications**, 1996.

Shen, T.; Tamura, K.; Henmi, N.; Nakazawa, T. Robust model following controller applied to positioning of pneumatic control valve with friction. **Control Applications, 1998. Proceedings of the 1998 IEEE International Conference on**. v. 1. , 1998.

Slotine, J.-J. E. **Applied Nonlinear Control**. Prentice Hall, 1991.

Smaoui, M.; Brun, X.; Thomasset, D. A study on tracking position control of an electropneumatic system using backstepping design. *Control Engineering Practice*, **Control Engineering Practice**, v. 14, n. 8, 2006.

Sobczyk S., M. R. **O controle em cascata e a estrutura variável de um servoposicionador pneumático**. Dissertação (Mestrado) - UFRGS - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, 2005.

Sobczyk S., M. R. **Controle em cascata e a estrutura variável com adaptação de parâmetros e compensação de atrito de um servoposicionador pneumático**. Tese (Doutorado) - UFRGS - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, 2009.

Song, Q.; Liu, F. Neural Network Modeling and Disturbance Observer Based Control of a Pneumatic System. In: *Mechatronic and Embedded Systems and Applications*, **Proceedings of the 2nd IEEE/ASME International Conference on**, p. 1-5. , 2006.

Valdiero, A. **Controle de robôs hidráulicos com compensação de atrito**. Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, 2005.

Valdiero, A.; Bavaresco, D.; Andrighetto, P. Experimental identification of the dead zone in proportional directional pneumatic valves. **International Journal of Fluid Power** 4, v. 5, p. 1-3, 2003.

Van Wylen, G. J.; Sonntag, R. E.; Borgnakke, C. **Fundamentos de Termodinâmica**. 2003.

Vieira, A. D. **Análise Teórico experimental de servoposicionadores lineares pneumáticos**. Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, Florianópolis, Agosto 1998.

Virvalo, T. **Modeling and Design of a Pneumatic Position Servo System Realized with Commercial Components**. Tese (Doutorado) - Tampere University of Technology, Tampere, Finland, 1995.

Wenjing, Z.; Qinghai, F. Adaptive compensation for friction and force ripple in ship-borne gun servo system. **Intelligent Control and Automation, 2008. WCICA 2008. 7th World Congress on.**, p. 3434-3438, 2008.

Zhang, B.; Dong, Y.; Zhao, K.; Li, G. Study on the Friction Nonlinear Control of Force Control System. **Mechatronics and Automation, 2007. ICMA 2007. International Conference on.**, p. 3695-3699, 2007.

APÊNDICE A – ESCOAMENTOS DE FLUIDOS COMPRESSÍVEIS EM ORIFÍCIOS

No escoamento de fluidos compressíveis em orifícios, duas condições de escoamento são possíveis: sônico (ou saturado) e sub-sônico. O tipo de escoamento depende da razão entre a pressão a jusante e a montante, p_d/p_u , Figura A.1.

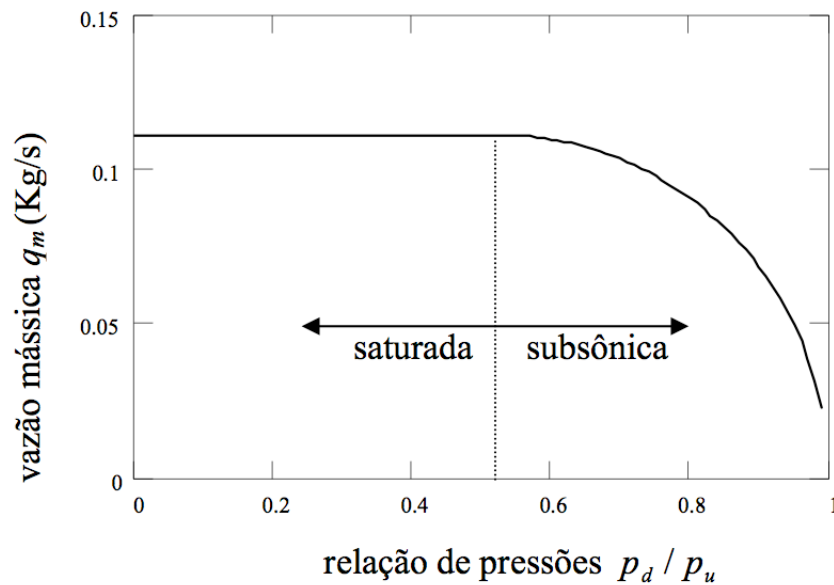


Figura A.1 Vazão mássica teórica [Perondi, 2002]

O ponto crítico p_{crit} é definido como o valor da relação de pressões onde ocorre a troca do escoamento saturado para o sub-sônico ou vice-versa. Caso $p_d/p_u > p_{crit}$, o escoamento assume comportamento sub-sônico, caso contrário ele é sônico. Onde o termo A_0 corresponde à área da seção transversal do orifício de passagem. A Equação (A.1) corresponde ao escoamento sub-sônico enquanto que a Equação (A.2) corresponde ao escoamento sônico.

$$q_m = A_0 p_u \sqrt{\frac{2r}{(r-1)RT} \left(\left(\frac{p_d}{p_u} \right)^{\frac{2}{r}} - \left(\frac{p_d}{p_u} \right)^{\frac{r+1}{r}} \right)} \quad (\text{A.1})$$

$$q_m = A_0 p_u \sqrt{\frac{r}{RT} \left(\frac{2}{r+1} \right)^{\frac{r+1}{r-1}}} \quad (\text{A.2})$$

Teoricamente, o valor de p_{crit} para o ar é de 0,528,. Geralmente, este valor é mais alto do que o encontrado na prática. Além disto, o não conhecimento da área efetiva do orifício em função do sinal de controle u , leva à necessidade de realizar ensaios experimentais para determinar a vazão na servoválvula [Perondi, 2002]. No presente trabalho, utilizou-se a Equação (A.3) para determinar a vazão na servoválvula. Nesta equação a vazão é dependente das pressões a jusante (p_d) e a montante (p_u) e da tensão na servoválvula u [Perondi, 2002]

$$q_m(p_u, p_d, u) = [q_m]_{max} f_p(p_u, p_d) f_u(u) \quad (\text{A.3})$$

Esta equação estabelece que a vazão por um orifício depende do produto da sua vazão mássica máxima $[q_m]_{max}$ por duas funções normalizadas dependentes das pressões a montante e a jusante $0 < f_p(p_u, p_d) < 1$ e da tensão aplicada a servoválvula $0 < f_u(u) < 1$.

APÊNDICE B – PROCEDIMENTO EXPERIMENTAL PARA LEVANTAMENTO DAS CURVAS EXPERIMENTAIS DE VAZÃO

Segundo Perondi, 2002, as equações das curvas $f_{u_i}^{ench}$, $f_{u_i}^{exau}$, $f_{p_i}^{ench}$ e $f_{p_i}^{exau}$, $i = 1..2$ representa cada câmara do cilindro atuador, são obtidas a em experimentos com êmbolo do cilindro travado em um dos seus extremos, através dos procedimentos experimentais descritos a seguir:

1. Para uma sequência de valores de tensão na válvula, medir o comportamento da pressão de entrada e saída do cilindro ao longo do tempo;
2. Calcular a derivada da pressão em relação ao tempo, obtendo a vazão mássica em função do tempo através da Equação (B.1), para cada valor de tensão na válvula. Isto resulta em uma curva de vazão para cada caso de escoamento (de enchimento e de exaustão) em cada câmara;

$$q_{mi} = [p_i(t), u] = \frac{V}{RrT} \dot{p}_i(t) \quad (\text{B.1})$$

3. Obter as curvas estáticas vazão-pressão, cruzando termo a termo os valores das curvas obtidas nos passos 1 e 2;
4. Determinar, a partir das curvas obtidas no passo 2, os valores máximos da vazão $[q_{mi}]_{max}$ (de enchimento e exaustão com abertura máxima) em cada câmara;
5. Os valores máximos das vazões mássicas obtidas no passo 2 são utilizados para normalizar as funções obtidas no passo 2, resultando nas funções de vazão em relação à tensão;

6. Normalizar as curvas de vazão mássica-pressão calculadas no passo 3 pelos respectivos valores máximos de vazão (determinados no passo 4) mantendo-se a tensão constante para obter as correspondentes funções de pressão.